

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

GABRIEL MOSCARDI PAUKA

**DESENVOLVIMENTO DE UM INVERSOR DE
FREQUÊNCIA COM CONTROLE DE CAMPO
ORIENTADO PARA MOTORES SÍNCRONOS
DE ÍMÃ PERMANENTE VOLTADOS A
VEÍCULOS DE COMPETIÇÃO**

Curitiba

2018

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

GABRIEL MOSCARDI PAUKA

**DESENVOLVIMENTO DE UM INVERSOR DE
FREQUÊNCIA COM CONTROLE DE CAMPO
ORIENTADO PARA MOTORES SÍNCRONOS DE ÍMÃ
PERMANENTE VOLTADOS A VEÍCULOS DE
COMPETIÇÃO**

Trabalho de Conclusão de Curso a ser apresentado como requisito parcial à obtenção do grau de Engenheiro Eletricista. Curso de Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná. Orientador: Prof. Dr. João Américo Vilela Júnior.

Curitiba
2018

Termo de Aprovação

GABRIEL MOSCARDI PAUKA

DESENVOLVIMENTO DE UM INVERSOR DE FREQUÊNCIA COM CONTROLE DE CAMPO ORIENTADO PARA MOTORES SÍNCRONOS DE ÍMÃ PERMANENTE VOLTADOS A VEÍCULOS DE COMPETIÇÃO

Trabalho aprovado como requisito parcial à obtenção do grau de Engenheiro Eletricista, pelo Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná, pela seguinte bancada examinadora:

Prof. Dr. João Américo Vilela Júnior (Orientador)

Departamento Acadêmico de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná

Prof. Dr. Carlos Gabriel Bianchin

Departamento Acadêmico de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná

Prof. Dr. Oscar Gouveia Filho

Departamento Acadêmico de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná

Curitiba

2018

"Science never solves a problem without creating ten more"

- George Bernard Shaw

Dedicatória

Dedico este documento à humanidade. Que um dia possa fazer diferença em algo, e que possa ajudar o desenvolvimento de nossa espécie, mesmo que há tempos eu tenha partido daqui para a eternidade.

Dedico também ao meu eterno melhor amigo, Ralph, que mesmo não estando mais entre nós, estará sempre em meus pensamentos.

Agradecimentos

Aos meus pais, Maria Elizabete Moscardi e Tarcísio Aparecido Pauka, pelos quase 25 anos de carinho, dedicação e ensino.

Ao meu orientador, Prof. Dr. João Américo Vilela Júnior, pelo ensino, atenção e disponibilidade.

Resumo

O presente trabalho tem como objetivo desenvolver um sistema de controle para um motor elétrico que será utilizado para tração em um veículo de competição da Universidade Federal do Paraná para participar da *Formula SAE Electric* Brasil, um evento de disputas entre instituições de ensino em nível nacional.

Serão pesquisados os tipos de motores elétricos utilizados para tração veicular, assim como métodos de controle para os mesmos. A máquina e o controle serão escolhidos tendo em mente um desempenho para um veículo de competição. Os que forem escolhidos para dar continuidade ao projeto serão então analisados conjuntamente para desenvolver simulações que validem tais escolhas, assim como iniciar o desenvolvimento de um protótipo que será futuramente implementado no Fórmula Elétrica UFPR.

Palavras-Chave: Automobilismo, Veículos Elétricos, Controle de Campo Orientado, Motor Síncrono de Ímã Permanente

Abstract

This work has the objective to develop a control system for an electric motor that will be used for traction in a competition vehicle of the Universidade Federal do Paraná to join the Formula SAE Electric Brasil, an event of disputes between educational institutions in a national level.

Will be searched the types of electric motors used for vehicular traction, as well as their control methods. The machine and control will be chosen keeping in mind a performance for competition vehicles. The chosen ones for the continuity of the project will be analyzed together to develop simulations that validate such choices, as well as initiate the development of a prototype that will be implemented in the Fórmula Elétrica UFPR in the future.

Key-Words: Motorsport, Electric Vehicles, Field Oriented Control, Permanent Magnet Synchronous Motors

Lista de Figuras

Figura 1 – Carro da <i>Formula E</i>	19
Figura 2 – <i>Jaguar I-Pace e Trophy</i>	20
Figura 3 – <i>Tesla Model S P100DL</i>	20
Figura 4 – Rotores de Alguns Modelos de PMSM	25
Figura 5 – Interação Entre os Fluxos Magnéticos em um PMSM	26
Figura 6 – Máquina DC de Excitação Independente	28
Figura 7 – Operação de um Motor DC de Excitação Separada	29
Figura 8 – Corrente i_s	31
Figura 9 – Corrente i_s Após a Transformada de Clarke	33
Figura 10 – Corrente i_s Após a Transformada de Park	35
Figura 11 – Posicionamento dos Eixos d e q no Rotor de um PMSM	35
Figura 12 – Ângulo de Torque β	36
Figura 13 – Esquema Básico para o FOC	38
Figura 14 – Modelo Matemático do Estator de um PMSM	40
Figura 15 – Esquema Básico para o FOC com Desacoplamento de Eixos	41
Figura 16 – Esquema Completo para o FOC	42
Figura 17 – Esquema Completo para o FOC na Região CT	45
Figura 18 – Esquema Completo para o FOC na Região FW	46
Figura 19 – Operação de um PMSM em Toda a Faixa de Velocidade	48
Figura 20 – Inversor de Fonte de Tensão	49
Figura 21 – Hexágono SVPWM	50
Figura 22 – Esquema Completo para a Simulação do FOC	53
Figura 23 – Referências de Velocidade e Torque de Carga para Simulação	54
Figura 24 – Comportamento da Máquina Sob Teste	54
Figura 25 – Tensões e Correntes de Linha do Motor	56
Figura 26 – Ângulo β na Simulação	56
Figura 27 – Referências Suaves de Velocidade e Torque de Carga para Simulação	57
Figura 28 – Comportamento da Máquina Sob Teste com Referências Suaves	57
Figura 29 – Módulo de Potência 6PS04512E43W39693	59
Figura 30 – Esquemático do Módulo de Potência 6PS04512E43W39693	60
Figura 31 – Placa de Circuito Impresso do Módulo de Potência de Testes	61
Figura 32 – Placa de Desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D	62
Figura 33 – Programa Implementado na CPU 1 do MCU	63
Figura 34 – Programa Implementado na CPU 2 do MCU	64
Figura 35 – Placa de Circuito Impresso do Módulo de Controle	66
Figura 36 – Circuito de Condicionamento de Sinais Analógicos de Corrente	67

Figura 37 – Simulação do Circuito de Condicionamento de Sinais Analógicos	68
Figura 38 – Simulação do Filtro <i>Anti-Aliasing</i>	69
Figura 39 – Detalhe na Simulação do Filtro <i>Anti-Aliasing</i>	70
Figura 40 – Circuito de Leitura de um Sinal em Coletor Aberto	71
Figura 41 – <i>Encoder</i> Absoluto Melexis MLX90316	72
Figura 42 – Placa de Circuito Impresso de Auxílio do <i>Encoder</i>	73
Figura 43 – Esquema de Montagem do Protótipo de Testes	74
Figura 44 – Esquema de Montagem dos Componentes no Veículo da UFPR	75

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Comparativo de Figuras de Mérito para Motores de Tração Veicular . .	23
Tabela 2 – Comparativo de Controle VVVF para Máquinas AC	24
Tabela 3 – Combinações Possíveis para SVPWM	50
Tabela 4 – Sequência de Estados para Chaveamento Mínimo em SVPWM	52
Tabela 5 – Parâmetros do Motor de Simulação	53
Tabela 6 – Características do Módulo de Potência 6PS04512E43W39693	59
Tabela 7 – Características do Módulo de Potência de Testes	61
Tabela 8 – Características do MOSFET SPP17N80C3	61
Tabela 9 – Características do <i>Driver</i> IR2110	62
Tabela 10 – Características do MCU TMS320F28379D	63

Lista de Símbolos e Siglas

*	As grandezas marcas com o asterisco em sobrescrito denotam referências
AC	<i>Alternating Current</i>
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
$B_{friction}$	Coefficiente de atrito dinâmico da máquina
BJT	<i>Bipolar Junction Transistor</i>
\vec{B}_{rotor}	Densidade de fluxo magnético do rotor
\vec{B}_{stator}	Densidade de fluxo magnético do estator
CAN	<i>Controller Area Network</i>
C_f	Capacitor de filtro <i>anti-aliasing</i>
CPU	<i>Central Processing Unit</i>
$CRIM$	<i>Cage Rotor Induction Motor</i>
CT	<i>Constant Torque</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
E_{arm}	Tensão induzida de armadura de uma máquina DC
$EAGLE$	<i>Easy Applicable Graphical Layout Editor</i>
ECU	<i>Engine Control Unit</i>
EMF	<i>Electromotive Force</i>
f	Função
f_c	Frequência de corte do filtro <i>anti-aliasing</i>
f_{clock}	Frequência de clock do MCU
FIA	<i>Fédération Internationale de l'Automobile</i>
FOC	<i>Field Oriented Control</i>
FW	<i>Field Weakening</i>

GT	<i>Gran Turismo</i>
i_a, i_b, i_c	Correntes do estator das fases A, B e C
i_{arm}	Corrente de armadura de uma máquina DC
I_b	Corrente base do motor
IC	<i>Integrated Circuit</i>
i_f	Corrente no enrolamento de campo de uma máquina DC
$IGBT$	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
$IPMSM$	<i>Internal Permanent Magnet Synchronous Motor</i>
i_s	Corrente do estator
i_{sd}, i_{sq}	Correntes do estator nos eixos d e q na Transformada de Park
$i_{sq,calc}^*$	Corrente do estator no eixo q de referência calculada pelo Controlador PI
i_{s0}	Corrente zero do estator
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	Correntes do estator nos eixos α e β na Transformada de Clarke
J_m	Momento de inércia da máquina
k_{arm}	Constante de armadura de uma máquina DC
k_f	Constante de campo de uma máquina DC
k_i	Ganho integral do controlador PI
k_p	Ganho proporcional do controlador PI
k_{PMSM}	Constante construtiva da máquina
L_d, L_q	Indutância de dispersão dos enrolamentos do estator nos eixos d e q
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
MCU	<i>Microcontroller Unit</i>
$MMF_{3\phi}$	Força magnetomotriz trifásica
$MOSFET$	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor</i>
$MTPA$	<i>Maximum Torque per Ampère</i>

n_b	Velocidade rotacional mecânica base do motor
n_{max}	Velocidade rotacional mecânica máxima do motor
O_{yyy}	Vetor nulo do SVPWM no qual $v_{s(\alpha\beta)}^*$ se encontra
O_{000}, O_{111}	Vetores de tensão nulos em SVPWM
P_b	Potência de base do motor
<i>PCB</i>	<i>Printed Circuit Board</i>
<i>PI</i>	(Controlador) Proporcional Integrador
P_{mec}	Potência mecânica de saída da máquina
<i>PMSM</i>	<i>Permanent Magnet Synchronous Motor</i>
<i>PSIM</i>	<i>Power Simulator</i>
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i>
R_a, R_b	Resistores utilizados para divisão de tensão
<i>RAM</i>	<i>Random Access Memory</i>
R_{arm}	Resistência de armadura de uma máquina DC
R_f	Resistor de filtro <i>anti-aliasing</i>
<i>RMS</i>	<i>Root Mean Square</i>
R_{pullup}	Resistor de <i>pull-up</i>
R_s	Resistência dos enrolamentos de estator
$R_1 \sim R_4$	Resistores utilizados no circuito de <i>offset</i>
<i>SAE</i>	<i>Society of Automotive Engineers</i>
<i>SMA</i>	<i>Sub-Miniature A</i>
<i>SPMSM</i>	<i>Surface Permanent Magnet Synchronous Motor</i>
<i>SVPWM</i>	<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i>
T_{Clarke}	Matriz da Transformação de Clarke
TF_d	Função de transferência do FOC no eixo d
TF_q	Função de transferência do FOC no eixo q

TF_{ω}	Função de transferência do FOC para controle de ω_m
T_{Park}	Matriz da Transformação de Park
T_{PWM}	Período do PWM
T_x, T_{x+60}	Períodos do PWM nos vetores não-nulos do SVPWM
T_0	Período do PWM no vetor nulo do SVPWM
$UFPR$	Universidade Federal do Paraná
v_a, v_b, v_c	Tensões das fases A, B e C
v_{ab}, v_{bc}, v_{ca}	Tensões de linha entre as fases AB, BC e CA
v_{arm}	Tensão de armadura de uma máquina DC
V_b	Tensão base do motor
V_{DC}	Tensão do barramento DC do inversor
v_f	Tensão no enrolamento de campo de uma máquina DC
V_{in}	Tensão de entrada
V_{offset}	Tensão de <i>offset</i>
V_{out-f}	Tensão de saída filtrada
V_{out-nf}	Tensão de saída não filtrada
v_{sd}, v_{sq}	Tensões de estator nos eixos d e q
$v_{sd,couple}$	Tensão de contribuição de v_{sd} em i_{sq}
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
$v_{sq,couple}$	Tensão de contribuição de v_{sq} em i_{sd}
V_{supply}	Tensão de alimentação do circuito de <i>offset</i>
$v_{s(\alpha\beta)}^*$	Tensão de referência de estator nas coordenadas (α, β)
$v_{s\alpha}, v_{s\beta}$	Tensão de estator nas coordenada α e β
$VVVF$	<i>Variable Voltage Variable Frequency</i>
V_x, V_{x+60}	Vetores não-nulos do SVPWM no qual $v_{s(\alpha\beta)}^*$ se encontra
$V_0 \sim V_{300}$	Vetores de tensão não-nulos em SVPWM

α	Operador $1/120^\circ$
β	Ângulo de torque
θ_e	Ângulo elétrico do rotor
θ_m	Ângulo mecânico do rotor
τ_b	Torque base do motor
τ_{em}	Torque eletromecânico
$\tau_{friction}$	Torque contrário causado por perdas por atrito dinâmico na máquina
τ_{load}	Torque de carga
ϕ_f	Fluxo magnético do enrolamento de uma máquina DC
ϕ_{pm}	Fluxo magnético dos ímãs permanentes do rotor
ω_b	Velocidade angular mecânica base do motor
ω_m	Velocidade angular mecânica do motor
ω_{max}	Velocidade angular mecânica máxima do motor

Sumário

1	INTRODUÇÃO E OBJETIVOS	19
1.1	Contexto	19
1.2	Objetivo Geral	21
1.3	Objetivos Específicos	21
1.4	Justificativa	21
1.5	Sumário	21
2	ANÁLISE DE TIPOS DE MOTORES E CONTROLES PARA O PROJETO	23
2.1	Justificativa da Escolha do Tipo de Motor Elétrico para o Projeto	23
2.2	Justificativa da Escolha do Tipo de Controle para o Projeto	24
3	CONTROLE DE CAMPO ORIENTADO APLICADO A MOTORES SÍNCRONOS DE ÍMÃ PERMANENTE	25
3.1	Operação de um Motor Síncrono de Ímã Permanente	25
3.2	Uma Introdução ao Controle de Campo Orientado	27
3.3	A Filosofia do Controle de Campo Orientado	27
3.4	A Fundamentação Técnica do Controle de Campo Orientado	30
3.5	Vetor da Corrente de Estator e Projeções em Outras Coordenadas	31
3.5.1	Projeção $(a,b,c) \rightarrow (\alpha,\beta)$: Transformação de Clarke	32
3.5.2	Projeção $(\alpha,\beta) \rightarrow (d,q)$: Transformação de Park	34
3.5.3	Ângulo de Torque	36
3.5.4	Projeção $(d,q) \rightarrow (\alpha,\beta)$: Transformação Inversa de Park	37
3.5.5	Projeção $(\alpha,\beta) \rightarrow (a,b,c)$: Transformação Inversa de Clarke	37
3.6	Aplicação do Controle de Campo Orientado	37
3.6.1	Controladores PI	39
3.6.2	Desacoplamento de Eixos	39
3.6.3	Referência de Velocidade	41
3.6.4	Primeira Região de Operação: Torque Constante	43
3.6.5	Segunda Região de Operação: Enfraquecimento de Campo	45
3.6.6	Operação em Toda a Faixa de Velocidade de um PMSM	47
3.7	Modulação por Largura de Pulso em Espaço Vetorial	48
4	SIMULAÇÃO EM SOFTWARE	53

5	MATERIAIS E MÉTODOS	59
5.1	Módulo de Potência	59
5.2	Microcontrolador	62
5.2.1	CPU 1	63
5.2.2	CPU 2	64
5.3	Módulo de Controle	65
5.3.1	Alimentação	66
5.3.2	Sensores Analógicos	67
5.3.3	Sensores Digitais	70
5.3.4	Sinais de <i>Gate</i>	71
5.4	Encoder	72
5.5	Montagem Final	73
5.5.1	Esquema de Montagem: Protótipo de Testes	73
5.5.2	Esquema de Montagem: Fórmula Elétrica UFPR	75
6	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	76
	REFERÊNCIAS	77

1 Introdução e Objetivos

Neste capítulo será introduzido o presente trabalho, assim como esclarecidos os objetivos para o mesmo.

1.1 Contexto

Veículos automotivos voltados ao transporte se tornaram uma presença comum no início do século XX, e possuíam motores à vapor, motores à combustão interna ou motores elétricos. Porém, após alguns anos, os motores elétrico e à vapor caíram no desuso devido à tecnologia deficitária da época. Com o surgimento das competições de automobilismo nos anos subsequentes, nos quais só existiam motores à combustão interna para veículos, foi natural que os as versões para as pistas também possuissem esta tecnologia.

Porém, apenas alguns anos após o ressurgimento dos veículos elétricos para mobilidade urbana no início do século XXI, os primeiros veículos com tração elétrica voltados inteiramente ao esporte, vistos na Figura 1, deram início à categoria de automobilismo oficial da Federação Internacional de Automobilismo (FIA), denominada *Formula E*, sendo a primeira categoria desportiva de veículos puramente elétricos.



Figura 1 – Carro da *Formula E*

Fonte: Formula E (2018)

Além da *Formula E*, já em atividade, estão previstas para os próximos anos as categorias *Jaguar I-Pace e Trophy* (da montadora inglesa Jaguar), cujo carro pode ser visto na Figura 2, e a *Electric GT* (da montadora estadunidense Tesla), cujo carro pode ser visto na Figura 3, da qual o autor deste trabalho é um dos fundadores.



Figura 2 – *Jaguar I-Pace eTrophy*

Fonte: Jaguar (2018)



Figura 3 – *Tesla Model S P100DL*

Fonte: Electric GT (2018)

Para garantir com que os motores elétricos dos ditos veículos possua uma resposta rápida, confiável e eficiente, é necessário um módulo de controle, equivalente à unidade de controle do motor (ECU) de um veículo com motor à combustão interna, cuja função é controlar um módulo de potência ligado ao motor elétrico.

Além dos eventos mundiais citados, muitos veículos elétricos começaram a ser construídos por aficionados por automobilismo e por instituições de ensino para participarem de pequenas competições.

1.2 Objetivo Geral

O presente trabalho tem como objetivo desenvolver um inversor de frequência que utilize um sistema de Controle de Campo Orientado e que seja aplicável à veículos elétricos, em especial o de competição que está sendo desenvolvido pela Universidade Federal do Paraná (UFPR).

1.3 Objetivos Específicos

Para realizar o objetivo geral, uma série de itens têm que ser satisfeitos:

- Pesquisar e entender o funcionamento do sistema de Controle de Campo Orientado
- Simular em *software* o Controle de Campo Orientado
- Escolher um módulo de potência comercial que satisfaça os requerimentos do projeto
- Escolher sensores necessários para o controle
- Projetar circuitos de processamentos analógico e digital de sinais
- Projetar placas de circuito impresso para acomodar todos os componentes do projeto
- Escolher e programar uma placa de desenvolvimento microcontrolada para realizar o processamento dos sinais e implementar o Controle de Campo Orientado

1.4 Justificativa

A organização internacional da Sociedade de Engenheiros Automotivos (SAE) possui diversas categorias de competições automotivas em vários países, incluindo o Brasil, que possuem como participantes apenas instituições de ensino.

Existe uma divisão criada há poucos anos especialmente voltada para veículos elétricos, denominada *Formula SAE Electric* Brasil, que consiste no desenvolvimento, pelas instituições participantes, de um veículo tipo fórmula com tração puramente elétrica. Logo, o presente trabalho será utilizado como base para o desenvolvimento do módulo inversor do motor do veículo desenvolvido pela UFPR.

1.5 Sumário

No Capítulo 2, "Análise de Tipos de Motores e Controles para o Projeto", será abordado alguns tipos de motores elétricos voltados a veículos automotivos, e justificada a escolha do motor utilizado neste projeto, assim como uma análise superficial e escolha de um método de controle para a máquina escolhida anteriormente.

No Capítulo 3, "Controle de Campo Orientado Aplicado a Motores Síncronos de Ímã Permanente", será feita uma análise minuciosa e explicado como o Controle de Campo Orientado é feito, esclarecendo o dito controle para uma máquina síncrona de ímã permanente.

No Capítulo 4, "Simulação em Software", será feita uma simulação do controle apresentado no capítulo anterior, tomando como base um modelo real de um motor síncrono de ímã permanente submetido à diversas condições de velocidade e torque demandados.

No Capítulo 5, "Materiais e Métodos", serão apresentados todos os equipamentos, instrumentos e placas de circuito impresso utilizados no projeto, e como será a montagem do protótipo de testes.

No Capítulo 6, "Conclusões e Trabalhos Futuros", será feita uma conclusão do trabalho, avaliando a contribuição do mesmo e sugerindo alguns trabalhos que serão feitos futuramente.

Por fim, todas as referências utilizadas neste trabalho.

2 Análise de Tipos de Motores e Controles para o Projeto

Antes de o projeto ser iniciado, devem ser escolhidos o tipo de motor e o tipo de controle a serem utilizados.

2.1 Justificativa da Escolha do Tipo de Motor Elétrico para o Projeto

Os primeiros modelos de veículos elétricos contavam com motores de corrente contínua (DC) para tração. Porém, com o avanço das técnicas de controle, dispositivos de eletrônica de potência como transistores bipolares de porta isolada (IGBTs) e processadores digital de sinais (DSPs), os motores DC foram abandonados devido sua baixa densidade de potência e a necessidade de manutenção das escovas, e os motores de corrente alternada (AC) ganharam seu lugar.

Observa-se na Tabela 1 uma nota, de 1 à 5, atribuída a diversas figuras de mérito de motores DC, motores de indução com rotor em gaiola (CRIM) e motores síncronos de ímã permanente (PMSM). Vê-se claramente que a densidade de potência, eficiência e confiabilidade de uma máquina DC são consideravelmente menores do que comparados às máquinas AC. Como um controle simplificado não é uma justificativa para sua escolha, abandona-se a idéia de um motor DC para o presente projeto.

	DC Motor	CRIM	PMSM
Power Density	2.5	3.5	5
Efficiency	2.5	3.5	5
Controllability	5	4	4
Reliability	3	5	4
Cost	4	5	3

Tabela 1 – Comparativo de Figuras de Mérito para Motores de Tração Veicular

Fonte: Adaptado de Chan (2002)

Restando apenas CRIMs como PMSMs, atenta-se às duas primeiras figuras de mérito: densidade de potência e eficiência. Uma densidade de potência maior indica um motor com menor massa para uma mesma potência mecânica, grande vantagem em um veículo de competição. Já uma eficiência maior tem como resultado um aquecimento menor, necessitando um sistema de refrigeração mais leve e menos volumoso, e reduzindo o atrito aerodinâmico causado por grades de radiador muito grandes: novamente, uma vantagem

desejada. Com isso em mente, escolhe-se um motor síncrono de ímã permanente como alvo do projeto.

2.2 Justificativa da Escolha do Tipo de Controle para o Projeto

Como um motor de tração veicular deve operar em toda sua faixa de rotação, o método de controle escolhido deve ser um controle de tensão variável e frequência variável (VVVF). Logo, a primeira seleção é entre controle escalar ou controle vetorial. Uma comparação entre os melhores métodos de controle VVVF podem ser vistos na Tabela 2.

	Scalar Control	Vector Control	Sensorless Vector Control
Speed Regulation	1%	0.001%	0.05%
Torque Regulation	Poor	2%	5%
Motor Model	Not Required	Required	Requires Accurate Model
MCU Processing Power	Low	Medium	High

Tabela 2 – Comparativo de Controle VVVF para Máquinas AC

Fonte: Adaptado de Renesas Automotive (2018)

Novamente, tendo em vista uma melhor performance para um motor, vê-se que o método de controle vetorial é o mais adequado, devido a menores *ripples* de velocidade e torque da máquina, mesmo ao custo de um maior poder de processamento de uma unidade microcontrolada (MCU). Porém, o controle vetorial pode ser dividido em sensoriado e sem sensor. O sensor dito aqui se refere ao sensor de posição e velocidade do eixo, sendo um *encoder* absoluto (para medir posição) no caso de um PMSM ou um *encoder* incremental (para medir velocidade) no caso de um CRIM.

Os algoritmos de controle vetorial exigem a posição e velocidade do eixo, portanto, caso seja utilizado um controle do tipo *sensorless*, as duas grandezas necessárias devem ser estimadas através de cálculos complexos via *software*. Isso causa uma menor precisão, apresentando regulações de velocidade e torque maiores, requerindo um modelo matemático mais complexo da máquina a ser controlada e também maior poder de processamento do MCU. Como vantagem, o controle *sensorless* é mais barato, pois dispensa um *encoder* caro, sendo desejado em equipamentos de baixo custo.

Como um veículo de competição é naturalmente muito custoso, a adição de um *encoder* não interfere significativamente no custo do projeto, sendo então utilizado para garantir maior performance do controle.

Logo, utiliza-se um controle vetorial sensoriado, visando a melhor performance do sistema de controle.

3 Controle de Campo Orientado Aplicado a Motores Síncronos de Ímã Permanente

Para obter uma melhor performance, tanto transitória quanto em regime permanente, é necessário um método de controle complexo. Dentre todos os métodos de controle de máquinas de corrente alternada, o Controle de Campo Orientado é o que possui melhores resultados, porém, ao custo de uma maior complexidade.

3.1 Operação de um Motor Síncrono de Ímã Permanente

A construção de um motor síncrono de ímã permanente é baseada na fixação de ímãs permanentes no rotor, podendo ser uma montagem interna (IPMSM), visto na Figura 4(a), ou na superfície (SPMSM), visto na Figura 4(b), garantindo um fluxo magnético constante ao rotor. Destacados em azul, os ímãs permanentes.

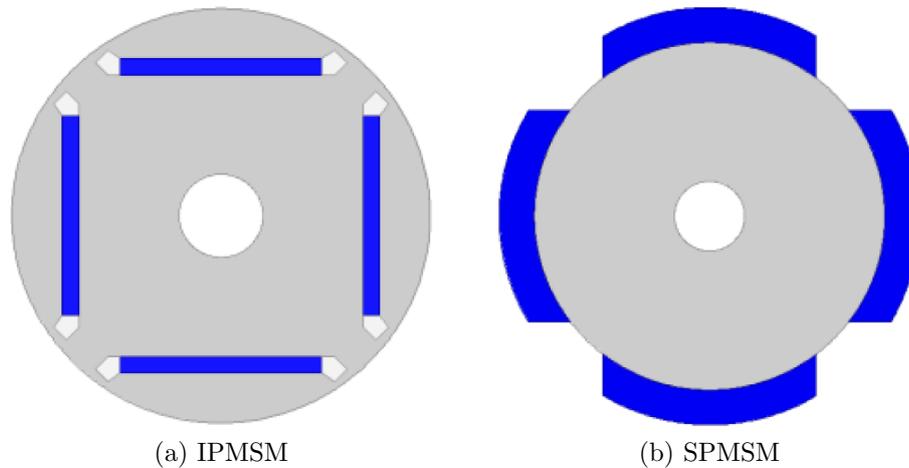


Figura 4 – Rotores de Alguns Modelos de PMSM

Fonte: Adaptado de Li (2014)

A vantagem de um SPMSM sobre um IPMSM é um custo menor, pois sua montagem é mais fácil, porém com uma velocidade limitada, já que uma alta rotação pode causar uma força centrífuga que pode desprender os ímãs, fator inexistente em um IPMSM.

Os métodos de controle aplicados a cada uma destas configurações são muito semelhantes, porém, no presente trabalho, será tratado apenas o controle para Motores Síncronos de Ímã Permanente montado na superfície (SPMSM), pois são mais comuns no mercado atual.

As bobinas do estator, ao serem energizadas, criam um fluxo magnético girante. Para controlar este fluxo, é necessário controlar as correntes de estator. A interação entre os fluxos do rotor e do estator produz torque, como visto na Figura 5.

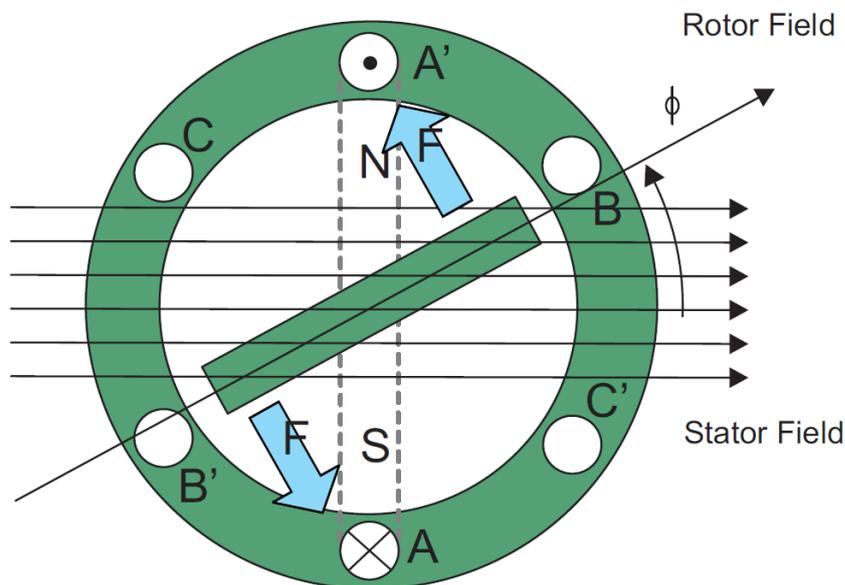


Figura 5 – Interação Entre os Fluxos Magnéticos em um PMSM

Fonte: Texas Instruments (2013)

Já que o estator é fixo e o rotor é livre para girar, o rotor o fará, produzindo uma potência de saída mecânica. O ângulo entre os fluxos magnéticos do rotor e do estator deve ser cuidadosamente controlado para produzir o torque máximo em relação à corrente injetada e possuir uma maior eficiência de conversão eletromecânica possível. De acordo com a equação 3.1,

$$\tau_{em} = k_{PMSM} \cdot MMF_{3\phi} \cdot \phi_{pm} \cdot \sin(\beta) \quad (3.1)$$

Onde

k_{PMSM} é a constante construtiva da máquina

$MMF_{3\phi}$ é a força magnetomotriz proporcional à corrente de estator

ϕ_{pm} é o fluxo magnético do rotor

β é o ângulo entre os fluxos magnéticos do estator e do rotor

Como o termo $k_{PMSM} \cdot MMF_{3\phi} \cdot \phi_{pm}$ é constante, o torque τ_{em} é diretamente relacionado ao seno do ângulo β .

Para isto, é necessário um controle em malha fechada para drenar a menor corrente para um mesmo torque e uma mesma velocidade de saída.

O campo magnético do estator deve girar na mesma frequência que o campo do rotor; caso contrário o rotor vai experimentar uma rápida alternância de torques positivos e negativos. Isso resultará em um torque menor que o ótimo, e vibração mecânica excessiva, barulho e estresses mecânicos nos componentes da máquina. Em adição, se a inércia do rotor impedir que o mesmo responda à essas oscilações, o rotor irá parar de girar na velocidade síncrona, e irá responder ao torque médio visto: zero. Isso faz com que a máquina entre em um estado conhecido como *pull-out*. Esta também é a razão que máquinas síncronas não partem ao serem conectadas em uma fonte de tensão alternada trifásica.

O ângulo entre os campos magnéticos do rotor e do estator deve ser igual à 90° para obter a maior produção de torque. Essa sincronização requer que seja conhecida a posição do rotor para gerar o campo magnético de estator no ângulo correto.

3.2 Uma Introdução ao Controle de Campo Orientado

De acordo com Texas Instruments (2013), visando uma performance dinâmica melhor em relação ao controle escalar, um esquema de controle mais complexo precisa ser utilizado para o controle do motor síncrono de ímã permanente. Com o poder de processamento matemático oferecido pelos microcontroladores atuais, é possível implementar técnicas de controle avançadas, que utilizam de transformações matemáticas para desacoplar as funções de geração de torque e de magnetização da máquina. Tal controle é comumente chamado de controle orientado do fluxo de rotor, ou simplesmente Controle de Campo Orientado (FOC).

3.3 A Filosofia do Controle de Campo Orientado

Segundo Texas Instruments (2013), para entender o funcionamento da técnica de Controle de Campo Orientado, é importante antes entender o funcionamento de uma máquina DC de excitação separada. Neste tipo de máquina, as excitações para o estator e para o rotor são controladas independentemente.

A intensidade da excitação do campo magnético (função da corrente de campo i_f) define o valor do fluxo magnético. A corrente de armadura i_{arm} define quanto torque é produzido para um ϕ_f máximo. O comutador da máquina garante a importante função de sempre trocar para o enrolamento que está mecanicamente alinhado com o enrolamento de campo para produzir torque máximo. Portanto, uma máquina DC é capaz de manter o fluxo de campo ortogonal ao fluxo magnético gerado pelo enrolamento de armadura.

Um esquema simplificado de uma máquina DC de excitação separada pode ser visto na Figura 6.

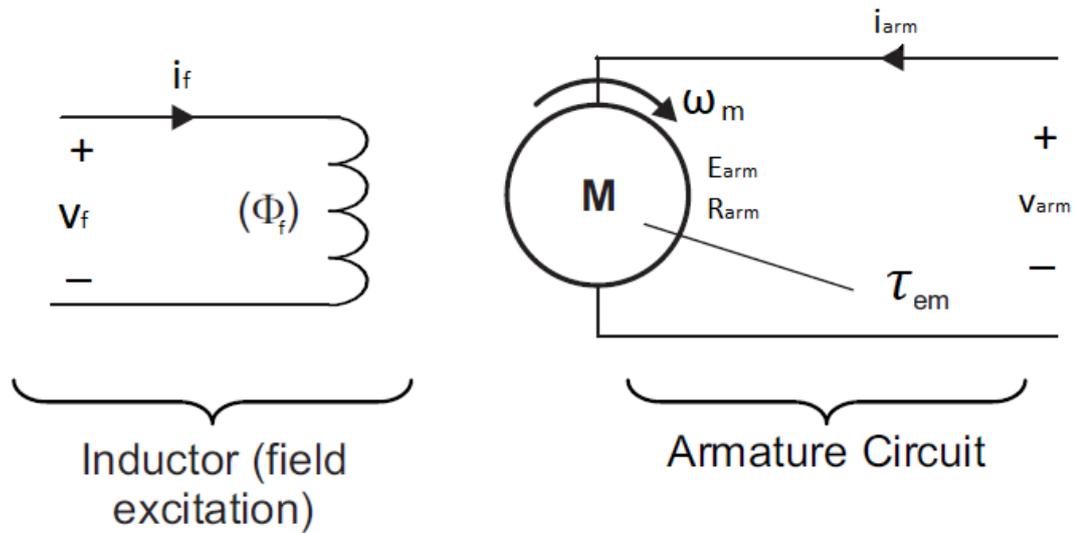


Figura 6 – Máquina DC de Excitação Independente

Fonte: Adaptado de Texas Instruments (2013)

Cujas equações são

$$\begin{cases} \tau_{em} = k_{arm} \cdot \phi_f \cdot i_{arm} & (3.2) \\ E_{arm} = k_{arm} \cdot \phi_f \cdot \omega_m & (3.3) \\ \phi_f = k_f \cdot i_f & (3.4) \end{cases}$$

Onde

 τ_{em} é o torque eletromagnético produzido pela máquina ϕ_f é o fluxo magnético k_{arm} é a constante de armadura da máquina k_f é a constante de campo da máquina v_{arm} é a tensão de armadura v_f é a tensão de campo i_{arm} é a corrente de armadura i_f é a corrente de campo ω_m é a velocidade angular mecânica E_{arm} é a tensão induzida R_{arm} é a resistência de armadura

A intensidade do campo de excitação ϕ_f é controlada pela tensão de campo i_f , diretamente controlada pela tensão de campo v_f , ajustada livremente, como visto na equação 3.4, enquanto o torque eletromagnético τ_{em} é uma função corrente de armadura i_{arm} , como visto na equação 3.4, é controlada através da tensão de armadura v_{arm} ajustada livremente.

Isso resulta em uma operação que pode ser vista na Figura 7.

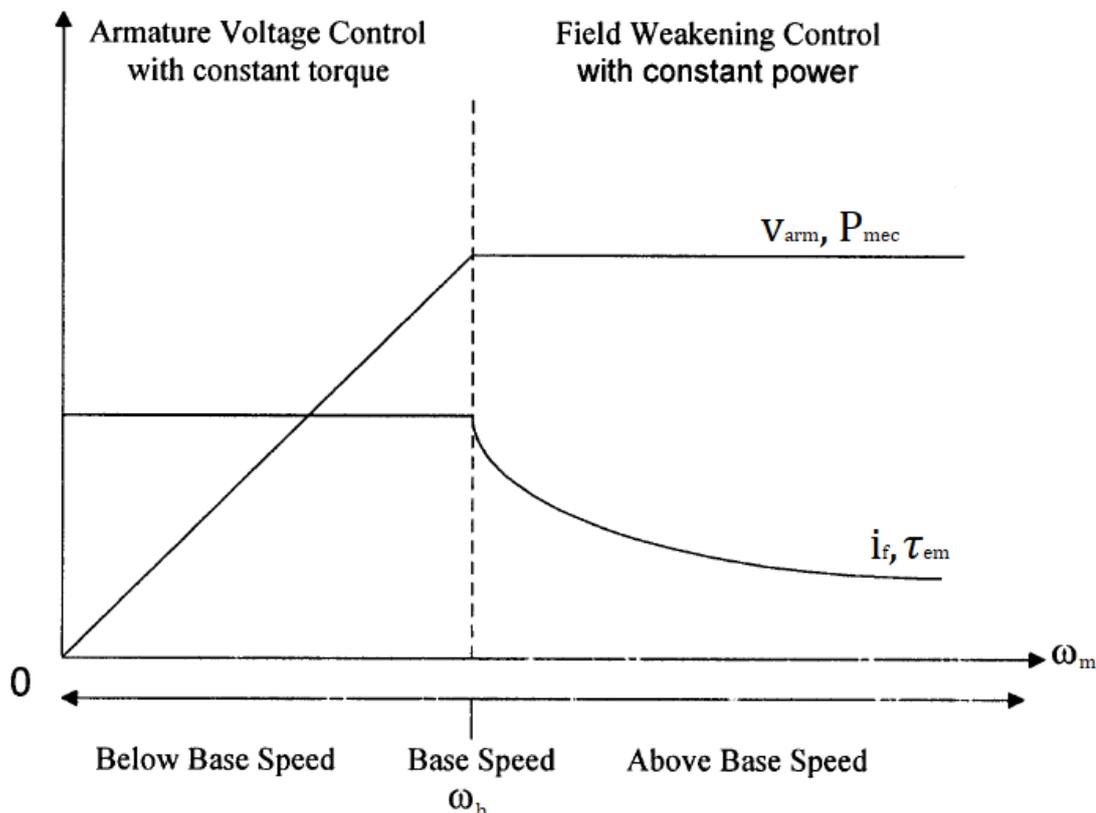


Figura 7 – Operação de um Motor DC de Excitação Separada

Fonte: Adaptado de Luo (1999)

Onde ω_m é a velocidade de rotação da máquina e ω_b é a velocidade de rotação base da máquina.

É possível ver que o motor DC de excitação separada pode produzir um torque máximo igual ao nominal para quaisquer velocidades abaixo da velocidade base. Esta região é chamada de Região de Torque Constante. Nesta região de operação, a corrente de armadura i_{arm} é constante para um mesmo torque de carga, e o fluxo magnético ϕ_f é máximo de acordo com a equação 3.4, pois i_f é máximo, fazendo com que o torque máximo possível seja o torque base τ_b , como visto na equação 3.2.

Acima da velocidade base, o motor opera em uma região denominada Região de Potência Constante, ou Região de Enfraquecimento de Campo.

Porém, uma máquina de corrente alternada não possui naturalmente as mesmas características. Como há apenas uma fonte que pode ser controlada, que são as correntes de estator, de maneira oposta à máquina DC um PMSM tem seu fluxo e torque dependentes da mesma fonte.

Citando Texas Instruments (2013), portanto, o objetivo principal do Controle de Campo Orientado, é poder controlar separadamente os componentes que produzem fluxo e

torque. Logo, imitar o comportamento de um motor DC de excitação separada desacoplando ambas componentes através de transformações matemáticas.

De acordo com a equação 3.5, o torque eletromagnético produzido pela máquina τ_{em} é um produto vetorial do campo de rotor com o campo do estator.

$$\tau_{em} = \vec{B}_{rotor} \times \vec{B}_{stator} \quad (3.5)$$

Pode-se analisar a equação 3.6 como o torque τ_{em} sendo proporcional ao seno do ângulo entre \vec{B}_{rotor} e \vec{B}_{stator} .

$$\tau_{em} \propto \sin \left(\angle \vec{B}_{rotor} - \angle \vec{B}_{stator} \right) \quad (3.6)$$

A expressão valida a discussão que τ_{em} é máximo quando ambos os fluxos estão 90° entre si. Se for possível manter esta ortogonalidade, o controle mostra uma relação ótima de torque em função da corrente, garantindo que a mesma seja utilizada apenas para o torque, dando ao FOC o nome de, também, Máximo Torque por Ampère (MTPA).

3.4 A Fundamentação Técnica do Controle de Campo Orientado

Segundo Texas Instruments (2013), o princípio do Controle de Campo Orientado (FOC) consiste no controle das correntes de estator representadas por um vetor.

Este controle é baseado em projeções que transformam um sistema trifásico variante no tempo (a,b,c) em um sistema bifásico invariante no tempo, denominado (d,q) . Estas projeções permitem uma estrutura similar àquela de uma máquina DC de excitação separada.

Máquinas AC controladas com esta técnica necessitam de dois valores de entrada: a componente do torque (alinhada com a coordenada em quadratura q) e a componente de fluxo (alinhada com a coordenada direta d).

Isto faz com que o controle seja preciso em quaisquer tipos de operação (tanto em regime permanente quanto transiente).

O FOC resolve problemas que são presentes nos métodos de controle clássico, como de ter um ótimo controle do torque, pois com o Controle de Campo Orientado o mesmo é proporcional à componente da corrente no eixo em quadratura, como visto na equação 3.7.

$$\tau_{em} \propto \phi_{pm} \cdot i_{sq} \quad (3.7)$$

Onde

τ_{em} é o torque eletromagnético produzido pela máquina

ϕ_{pm} é o fluxo magnético do rotor

i_{sq} é a corrente de estator no eixo em quadratura

Vê-se que, como ϕ_{pm} é diretamente relacionado à densidade de fluxo do rotor \vec{B}_{rotor} e a corrente de estator i_s causa \vec{B}_{stator} , as equações 3.5 e 3.7 são diretamente relacionadas.

Portanto, tendo em mente que o fluxo magnético do rotor ϕ_{pm} é constante, pois provém dos ímãs permanentes da máquina, controla-se o torque através de uma relação linear com i_{sq} .

3.5 Vetor da Corrente de Estator e Projeções em Outras Coordenadas

As correntes de estator de uma máquina AC podem ser representadas tanto no sistema (a,b,c) quanto por sistemas de vetores complexos. Assumindo que i_a , i_b e i_c são os valores instantâneos das correntes de estator das fases A, B e C, respectivamente, então o vetor de corrente do estator i_s pode ser dado por

$$i_s = i_a + \alpha i_b + \alpha^2 i_c \quad (3.8)$$

Onde α é o operador $1/120^\circ$.

É possível ver o resultado desta operação na Figura 8.

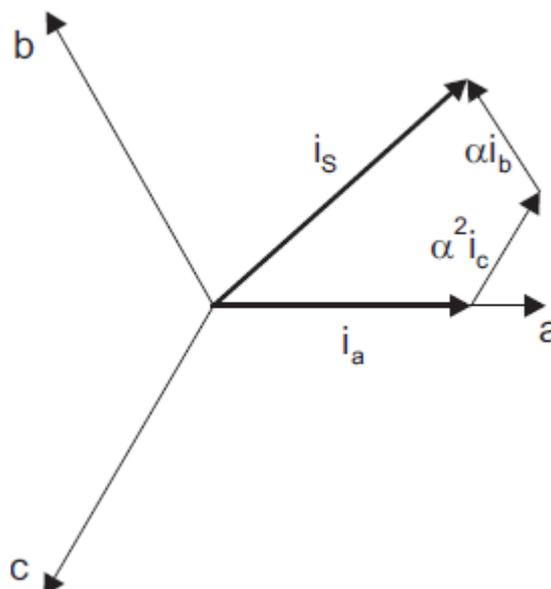


Figura 8 – Corrente i_s

Fonte: Adaptado de Texas Instruments (2013)

Onde (a,b,c) são os eixos do sistema trifásico. Porém, i_s ainda precisa ser representado em um sistema de duas coordenadas invariante no tempo. Esta transformação pode ser dividida em dois passos, de acordo com Texas Instruments (2013):

- Projeção $(a,b,c) \rightarrow (\alpha,\beta)$: Transformação de Clarke, que tem como saída um sistema de duas coordenadas variante no tempo
- Projeção $(\alpha,\beta) \rightarrow (d,q)$: Transformação de Park, que tem como saída um sistema de duas coordenadas invariante no tempo

3.5.1 Projeção $(a,b,c) \rightarrow (\alpha,\beta)$: Transformação de Clarke

Nesta etapa, a corrente de estator i_s pode ser representada em um sistema ortogonal de dois eixos denominados (α,β) , sendo suas projeções nos respectivos eixos denominadas $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$. Assumindo que os eixos a e α estão na mesma direção, é necessário realizar a Transformação de Clarke, segundo Cypress Semiconductor (2017):

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{s0} \end{bmatrix} = T_{Clarke} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Onde T_{Clarke} é a matriz da Transformação de Clarke.

$$T_{Clarke} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Portanto,

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \frac{2}{3}i_a - \frac{1}{3}i_b - \frac{1}{3}i_c & (3.11) \\ i_{s\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3}i_b - \frac{\sqrt{3}}{3}i_c & (3.12) \\ i_{s0} = \frac{1}{3}i_a + \frac{1}{3}i_b + \frac{1}{3}i_c & (3.13) \end{cases}$$

Arranjando as equações, e sabendo que em um sistema trifásico sem neutro

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3.14)$$

e

$$i_c = -i_a - i_b \quad (3.15)$$

tem-se

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = i_a & (3.16) \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}i_a + \frac{2}{\sqrt{3}}i_b & (3.17) \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_{s0} = 0 & (3.18) \end{cases}$$

Desprezando i_{s0} , obtém-se, finalmente,

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = i_a & (3.19) \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}i_a + \frac{2}{\sqrt{3}}i_b & (3.20) \end{cases}$$

O resultado pode ser visto na Figura 9.

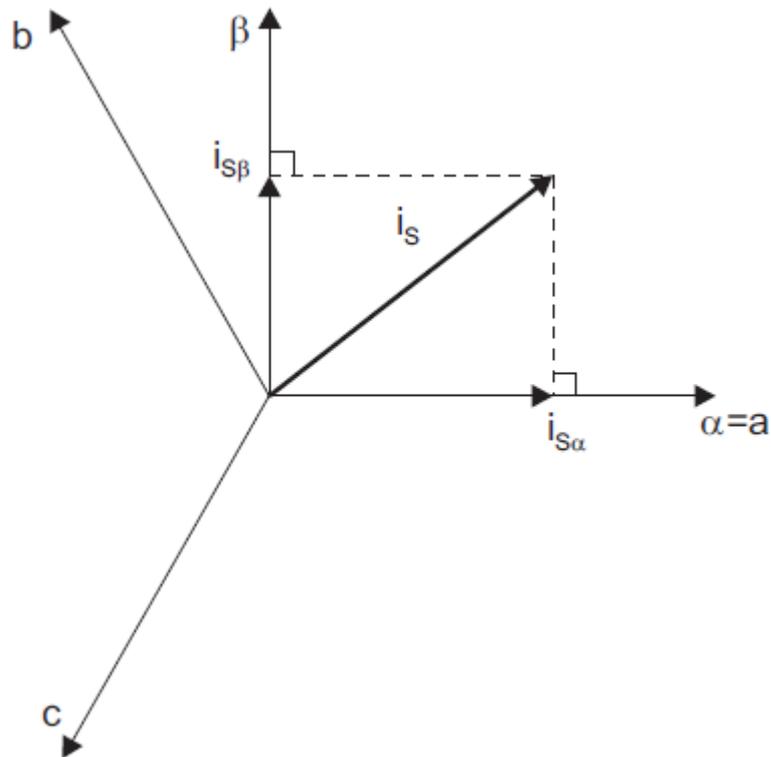


Figura 9 – Corrente i_s Após a Transformada de Clarke

Fonte: Adaptado de Texas Instruments (2013)

Apesar de as equações 3.19 e 3.20 terem sido utilizadas para transformação de corrente, elas são válidas para quaisquer outras grandezas relacionadas às máquinas elétricas, como tensões e fluxos magnéticos.

Porém, o sistema (α, β) ainda é dependente do tempo.

3.5.2 Projeção $(\alpha, \beta) \rightarrow (d, q)$: Transformação de Park

A segunda projeção modifica o sistema ortogonal variante no tempo (α, β) em um sistema de duas coordenadas ortogonais invariante no tempo (d, q) , sendo suas projeções nos respectivos eixos denominadas i_{sd} e i_{sq} . Para isto, é utilizada a Transformada de Park, obtida de Cypress Semiconductor (2017):

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix} = T_{Park} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{s0} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Onde T_{Park} é a matriz da Transformação de Clarke,

$$T_{Park} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) & 0 \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

E θ_e sendo o ângulo elétrico da máquina. Logo,

$$\begin{cases} i_{sd} = i_{s\alpha} \cos(\theta_e) + i_{s\beta} \sin(\theta_e) & (3.23) \\ i_{sq} = -i_{s\alpha} \sin(\theta_e) + i_{s\beta} \cos(\theta_e) & (3.24) \\ i_{s0} = i_{s0} & (3.25) \end{cases}$$

De 3.18, tem-se que $i_{s0} = 0$. Novamente, desprezando-a, obtém-se:

$$\begin{cases} i_{sd} = i_{s\alpha} \cos(\theta_e) + i_{s\beta} \sin(\theta_e) & (3.26) \\ i_{sq} = -i_{s\alpha} \sin(\theta_e) + i_{s\beta} \cos(\theta_e) & (3.27) \end{cases}$$

A projeção de Park pode ser vista na Figura 10.

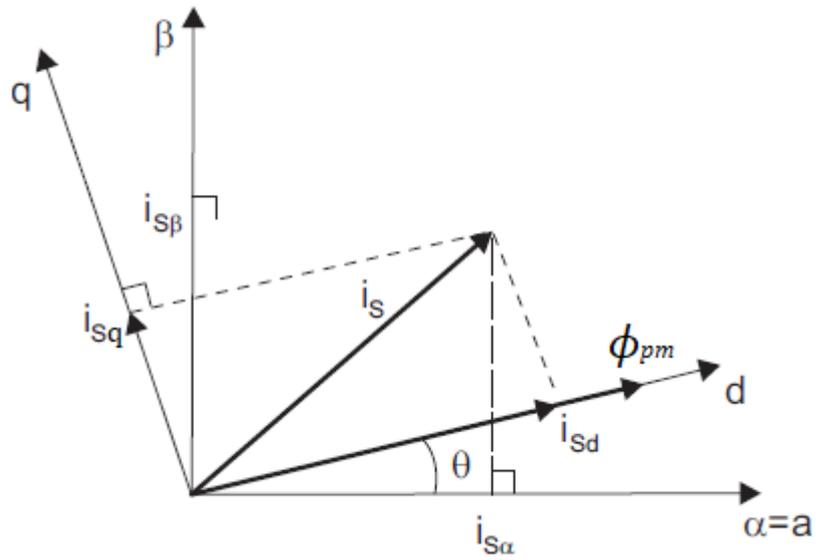


Figura 10 – Corrente i_s Após a Transformada de Park

Fonte: Adaptado de Texas Instruments (2013)

O sistema de coordenadas (d,q) é rotativo, já que o eixo d está alinhado com o campo magnético do rotor, como pode ser visto na Figura 11.

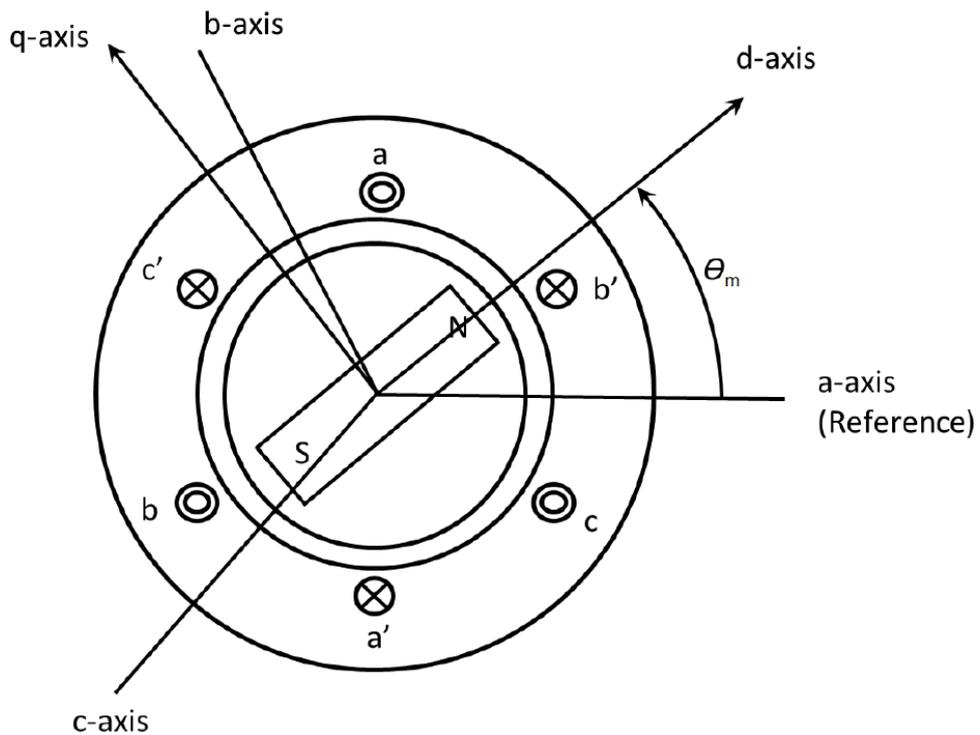


Figura 11 – Posicionamento dos Eixos d e q no Rotor de um PMSM

Fonte: Adaptado de Li (2014)

Como o eixo d está alinhado com o campo magnético do rotor, os eixos (d,q) se movem junto com o rotor, fazendo com que i_{sd} e i_{sq} , as projeções de i_s nos eixos (d,q) , sejam valores

constantes ao invés de senoidais.

Na Figura 11 está ilustrado um motor síncrono de ímã permanente de apenas um par de polos, e o eixo d está alinhado com o campo magnético do mesmo. Motores aplicados à veículos elétricos possuem mais de uma dezena de polos, e sua montagem pode ser de vários tipos, com alguns ilustrados previamente na Figura 4.

Apesar de as equações 3.26 e 3.27 terem sido utilizadas para transformação de corrente, elas são válidas para quaisquer outras grandezas relacionadas às máquinas elétricas, como tensões e fluxos magnéticos.

Obtêm-se, então, um sistema de duas coordenadas invariante no tempo.

3.5.3 Ângulo de Torque

Define-se β sendo o ângulo do vetor de corrente do estator i_s , que define o campo girante, em relação ao eixo d . De acordo com Li (2014),

$$\beta = \arctan\left(\frac{i_{sq}}{i_{sd}}\right) \quad (3.28)$$

E β pode ser ilustrado na Figura 12.

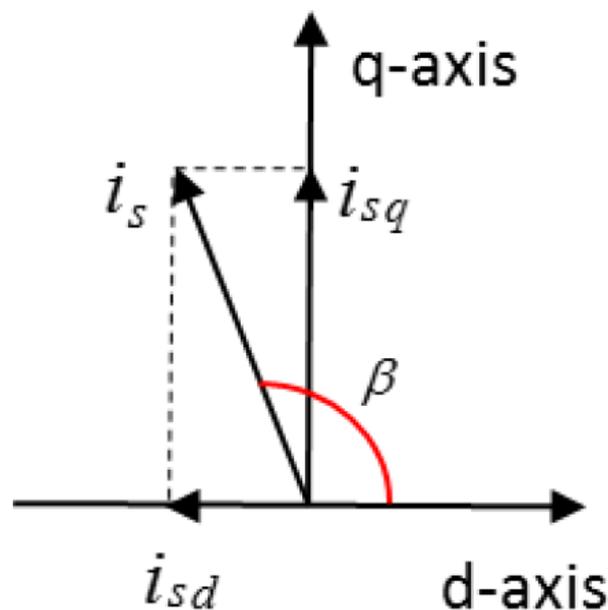


Figura 12 – Ângulo de Torque β

Fonte: Adaptado de Li (2014)

Como i_s está alinhado com \vec{B}_{stator} e o eixo d está alinhado com \vec{B}_{rotor} , vê-se que o torque τ_{em} é máximo quando $\beta = 90^\circ$, de acordo com a equação 3.6.

3.5.4 Projeção $(d,q) \rightarrow (\alpha,\beta)$: Transformação Inversa de Park

Como o motor opera apenas no sistema (a,b,c) , é necessário, após o processamento, voltar do sistema (d,q) para o sistema (a,b,c) . Para isso, primeiramente, é feita a Transformada Inversa de Park, como demonstrado em Cypress Semiconductor (2017), que trata-se da mudança do sistema (d,q) para o sistema (α,β) :

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = i_{sd} \cos(\theta_e) - i_{sq} \sin(\theta_e) \\ i_{s\beta} = i_{sd} \sin(\theta_e) + i_{sq} \cos(\theta_e) \end{cases} \quad (3.29)$$

$$(3.30)$$

Apesar de as equações 3.29 e 3.30 terem sido utilizadas para transformação de corrente, elas são válidas para quaisquer outras grandezas relacionadas às máquinas elétricas, como tensões e fluxos magnéticos.

3.5.5 Projeção $(\alpha,\beta) \rightarrow (a,b,c)$: Transformação Inversa de Clarke

Após a Transformada Inversa de Park, é realizada a Transformada Inversa de Clarke, que tem como função a passagem do sistema (α,β) para o sistema (a,b,c) , obtida em Cypress Semiconductor (2017).

$$\begin{cases} i_a = i_{s\alpha} \\ i_b = -\frac{1}{2}i_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{s\beta} \\ i_c = -\frac{1}{2}i_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{s\beta} \end{cases} \quad (3.31)$$

$$(3.32)$$

$$(3.33)$$

Apesar de as equações 3.31, 3.32 e 3.33 terem sido utilizadas para transformação de corrente, elas são válidas para quaisquer outras grandezas relacionadas às máquinas elétricas, como tensões e fluxos magnéticos.

3.6 Aplicação do Controle de Campo Orientado

Aplicando o Controle de Campo Orientado à um diagrama de controle, tem-se o resultado na Figura 13. A área tracejada indica o MCU, e os blocos internos à ela indicam o processamento que será feito em *software*.

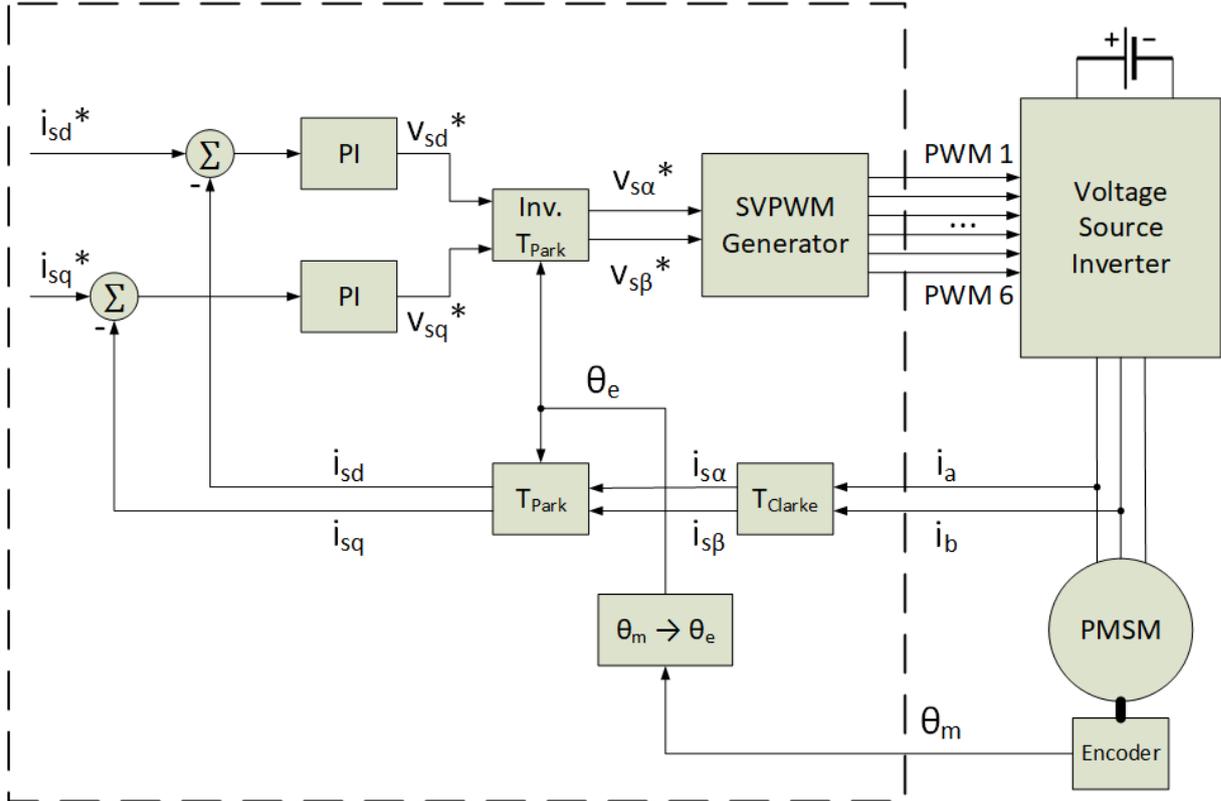


Figura 13 – Esquema Básico para o FOC

Fonte: O Autor (2018)

Nela, é possível ver o monitoramento das correntes i_a e i_b , e, de acordo com as equações 3.19 e 3.20 da Transformada de Clarke, são obtidos $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$. Os valores servem como entrada, juntamente com o ângulo elétrico θ_e , para uma Transformada de Park, que através das equações 3.26 e 3.27 produzem os valores das correntes de estator para os eixos direto i_{sd} e em quadratura i_{sq} . Os valores reais são então comparados aos valores de referência i_{sd}^* e i_{sq}^* e os erros resultantes utilizados em Controladores PI.

Os Controladores PI produzem as tensões de referência de estator nos eixos d e q , v_{sd}^* e v_{sq}^* , que são usadas em uma Transformada de Park Inversa, 3.29 e 3.30, juntamente com o ângulo elétrico θ_e , que geram as tensões de referência de estator nos eixos α e β , $v_{s\alpha}^*$ e $v_{s\beta}^*$. Estas são processadas por uma lógica de Modulação por Largura de Pulso em Espaço Vetorial (SVPWM), que geram os pulsos para as seis chaves semicondutoras em um inversor de fonte de tensão (VSI). Isto cria correntes i_a , i_b e i_c tais que $i_{sd} = i_{sd}^*$ e $i_{sq} = i_{sq}^*$, satisfazendo, portanto, o controle.

O *encoder* absoluto mede o ângulo mecânico θ_m , porém o controle necessita do ângulo elétrico θ_e . A conversão pode ser vista na equação 3.34.

$$\theta_e = \frac{p}{2} \cdot \theta_m \quad (3.34)$$

Onde p é o número de polos da máquina.

3.6.1 Controladores PI

Vê-se na Figura 13 que são utilizados dois controladores PI (proporcional e integrador) para que as referências i_{sd}^* e i_{sq}^* sejam seguidas. Os parâmetros de resposta como tempo de subida, *overshoot*, tempo de assentamento, entre outros, da máquina são dependentes dos parâmetros k_p e k_i , os ganhos proporcional e integrador do controlador.

Ao desenvolver um sistema de Controle de Campo Orientado, os controladores PI são ajustados via *software*, utilizando as funções de transferência do sistema nos eixos d e q , TF_d e TF_q , sendo

$$TF_d = \frac{1}{s \cdot L_d + R_s} \quad (3.35)$$

$$TF_q = \frac{1}{s \cdot L_q + R_s} \quad (3.36)$$

Onde

L_d é a indutância da máquina no eixo direto

L_q é a indutância da máquina no eixo em quadratura

R_s é a resistência do estator por fase

3.6.2 Desacoplamento de Eixos

O Controle de Campo Orientado trata das transformações matemáticas para desacoplar os eixos direto e em quadratura de um motor de corrente alternada, porém, de acordo com Wilson (2014), a corrente do eixo em quadratura i_{sq} possui uma forte dependência da tensão do eixo em quadratura v_{sq} e uma fraca dependência da tensão do eixo direto v_{sd} , e também a corrente do eixo direto i_{sd} possui uma forte dependência da tensão do eixo direto v_{sd} e uma fraca dependência da tensão do eixo em quadratura v_{sq} .

Ou seja, ao invés da situação ideal de $i_{sd} = f(v_{sd})$ e $i_{sq} = f(v_{sq})$, tem-se a situação real de $i_{sd} = f(v_{sd}, v_{sq})$ e $i_{sq} = f(v_{sq}, v_{sd})$.

Para que a contribuição de v_{sq} em i_{sd} e a contribuição de v_{sd} em i_{sq} sejam anuladas, primeiramente estas devem ser calculadas.

O modelo matemático do estator de um motor síncrono de ímã permanente na Transformada de Park pode ser visto na Figura 14, de acordo com Wilson (2014).

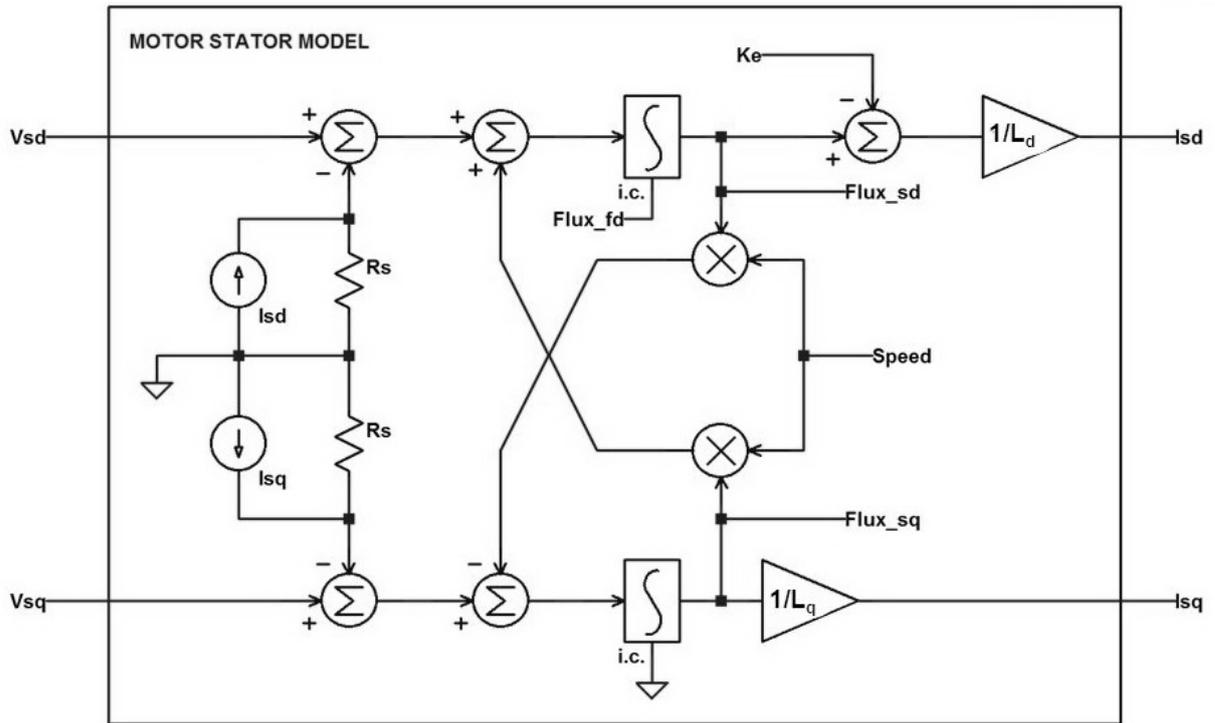


Figura 14 – Modelo Matemático do Estator de um PMSM

Fonte: Adaptado de Wilson (2014)

Também de acordo com Wilson (2014), são definidas a contribuição de v_{sd} em i_{sq} como $v_{sd,couple}$ e a contribuição de v_{sq} em i_{sd} como $v_{sq,couple}$:

$$v_{sd,couple} = \omega_m \cdot L_d \cdot i_{sq} \quad (3.37)$$

$$v_{sq,couple} = -\omega_m \cdot L_q \cdot i_{sd} - \omega_m \cdot \phi_{pm} \quad (3.38)$$

Para que o acoplamento entre eixos seja desfeito, é utilizado um controle preditivo (*feedforward control*), aonde um erro causado pelo sistema já é conhecido previamente. Define-se então o termo de desacoplamento do eixo d como di_d e o termo de desacoplamento di_q como

$$di_d = -v_{sq,couple} \quad (3.39)$$

$$di_q = -v_{sd,couple} \quad (3.40)$$

Ou simplesmente

$$di_d = \omega_m \cdot L_q \cdot i_{sd} + \omega_m \cdot \phi_{pm} \quad (3.41)$$

$$di_q = -\omega_m \cdot L_d \cdot i_{sq} \quad (3.42)$$

Com isso, os termos de desacoplamento são somados às tensões v_{sd}^* e v_{sq}^* geradas pelos controladores PI da Figura 13. O resultado pode ser visto na Figura 15.

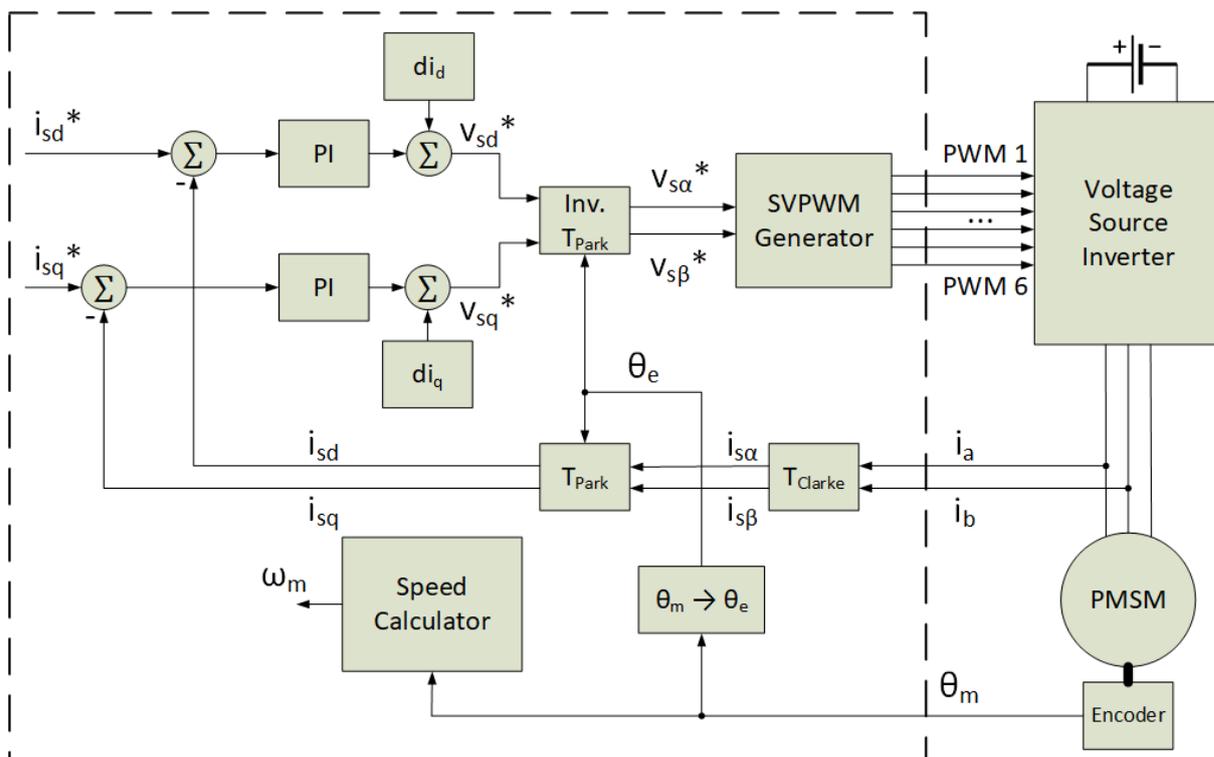


Figura 15 – Esquema Básico para o FOC com Desacoplamento de Eixos

Fonte: O Autor (2018)

Vê-se que as equações dos termos de desacoplamento apresentadas em 3.41 e 3.42 necessitam da velocidade angular mecânica ω_m . Esta é calculada através do ângulo mecânico do rotor θ_m pelo bloco "Speed Calculator", que consiste basicamente em um derivador com um ganho de escala.

3.6.3 Referência de Velocidade

Uma constante necessidade de se regular as correntes i_{sd} e i_{sq} pelo usuário, através das referências i_{sd}^* e i_{sq}^* , não é muito prático em regime permanente, e impraticável em transitórios. Portanto é adicionada uma referência de velocidade ω_m^* , que virá do usuário, e um bloco que irá calcular as correntes i_{sd}^* e i_{sq}^* tais que, ao serem seguidas, o motor opere em uma velocidade ω_m tal que $\omega_m = \omega_m^*$.

O bloco é denominado "Reference Calculator" e pode ser visto na Figura 16. Este, além da velocidade de referência ω_m^* , necessita da velocidade atual da máquina ω_m para poder calcular as correntes de referência i_{sd}^* e i_{sq}^* .

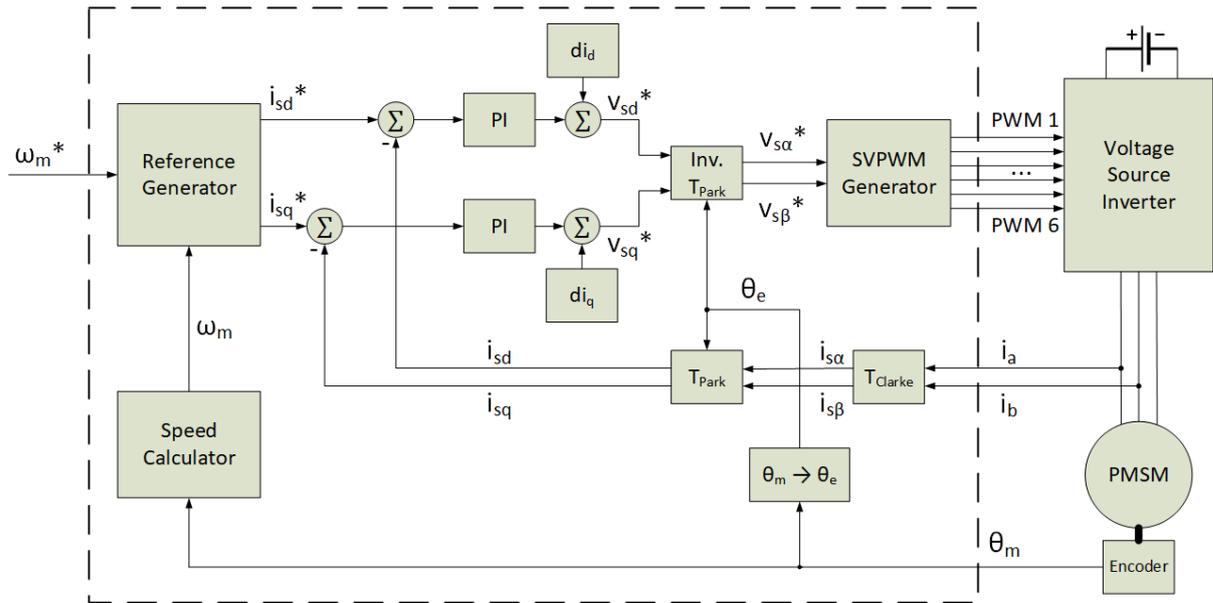


Figura 16 – Esquema Completo para o FOC

Fonte: O Autor (2018)

Já que um motor síncrono de ímã permanente já possui uma componente de magnetização (o fluxo no eixo d é o próprio ϕ_{pm}), o bloco "Reference Calculator" mantém $i_{sd}^* = 0$, alterando apenas os valores de i_{sq}^* .

Quando uma velocidade maior é demandada, o bloco "Reference Generator" demanda um maior torque da máquina aumentando i_{sq}^* , a componente da corrente de estator i_s no eixo em quadratura, ortogonal ao fluxo magnético do rotor. Para um melhor entendimento, define-se a chamada "Equação do Movimento"

$$\tau_{em} - \tau_{load} - \tau_{friction} = J_m \cdot \frac{d\omega_m}{dt} \quad (3.43)$$

Onde

τ_{load} é o torque de carga

$\tau_{friction}$ é torque contrário causado pelo atrito dinâmico da máquina

J_m é o momento de inércia da máquina

Na equação 3.43, pode-se perceber que caso

$$\tau_{em} > \tau_{load} - \tau_{friction} \quad (3.44)$$

tem-se

$$\frac{d\omega_m}{dt} > 0 \quad (3.45)$$

Causado uma aceleração na máquina. De forma contrária, caso

$$\tau_{em} < \tau_{load} - \tau_{friction} \quad (3.46)$$

tem-se

$$\frac{d\omega_m}{dt} < 0 \quad (3.47)$$

Causando uma desaceleração na máquina.

As equações que o bloco "Reference Generator" utiliza serão discutidas nas seções a seguir.

3.6.4 Primeira Região de Operação: Torque Constante

Vê-se na Figura 7 que o comportamento de uma máquina DC é bem definida em duas regiões de operação. A primeira delas é compreendida para

$$0 \leq \omega_m \leq \omega_b \quad (3.48)$$

e é chamada de Região de Torque Constante (CT), visto que o torque máximo nesta região é igual ao torque base τ_b da máquina. Na Região de Torque Constante, não há necessidade de uma componente de i_s no eixo d , pois a magnetização do rotor já é feita pelos ímãs permanentes. Logo, tem-se

$$i_{sd}^* = 0 \quad (3.49)$$

Considerando que o controle faz o seu papel de garantir que as correntes reais sejam iguais às de referência, é seguro afirmar que

$$i_{sd} = i_{sd}^* \quad (3.50)$$

E, como

$$i_s = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} \quad (3.51)$$

tem-se

$$i_s = i_{sq} \quad (3.52)$$

Como i_s está orientada apenas no eixo q , tem-se também que, de acordo com a equação 3.28,

$$\beta = \arctan\left(\frac{i_{sq}}{0}\right) \quad (3.53)$$

$$\beta = \arctan(\infty) \quad (3.54)$$

$$\beta = 90^\circ \quad (3.55)$$

Logo, para a Região de Torque Constante, todas as correntes injetadas na máquina servem para produzir torque. Ou seja, a máxima de "Máximo Torque por Ampère", de acordo com a equação 3.55, é satisfeita.

Quanto à componente de torque i_{sq}^* , é gerada por um controlador PI que tem como objetivo seguir a referência ω_m^* .

Assim como os controladores PI utilizados para seguir as referências i_{sd}^* e i_{sq}^* , vistos na seção 3.6.1, o controlador PI responsável por seguir ω_m^* pode ser ajustado para ter uma resposta mais agressiva e rápida ou mais suave e lenta. Para seu ajuste, utiliza-se a função de transferência do sistema para ω , definido como

$$TF_\omega = \frac{1}{J_m \cdot s + B_{friction}} \quad (3.56)$$

Onde $B_{friction}$ é o coeficiente de atrito dinâmico da máquina.

Portanto, o esquema visto na Figura 16 pode ser simplificado no esquema visto na Figura 17.

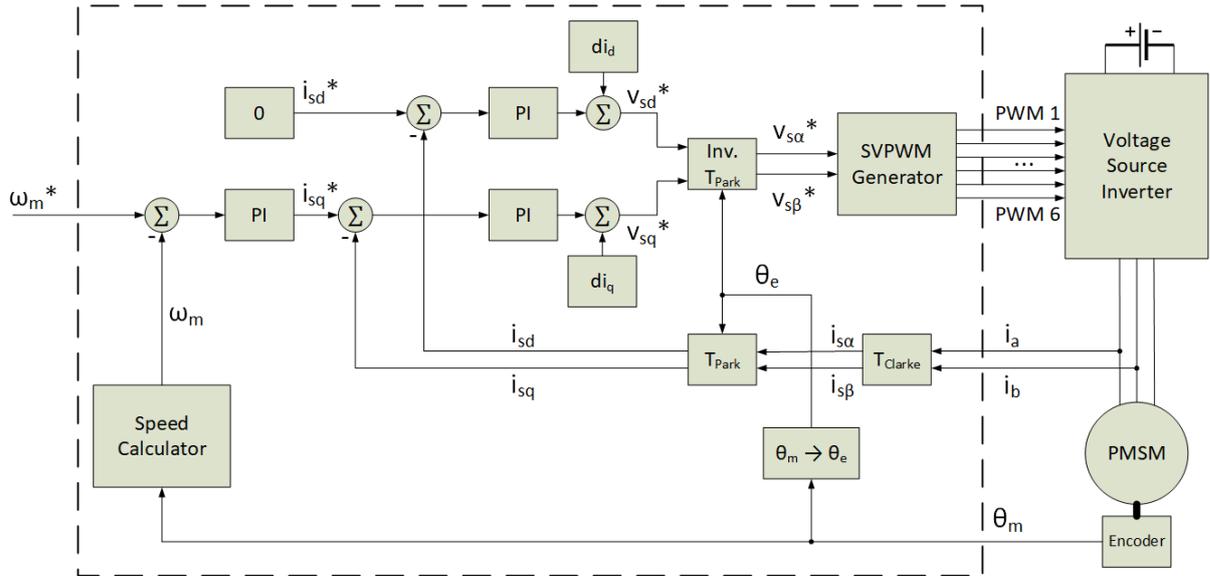


Figura 17 – Esquema Completo para o FOC na Região CT

Fonte: O Autor (2018)

3.6.5 Segunda Região de Operação: Enfraquecimento de Campo

Ainda vista na Figura 7, é notável outra região de operação, compreendida para

$$\omega_m > \omega_b \tag{3.57}$$

chamada de Região de Enfraquecimento de Campo (FW).

Quando a máquina atinge a velocidade base ω_b , a força contra-eletromotriz (*back-EMF*) gerada pelo fluxo magnético do rotor das bobinas do estator, dada pela equação 3.58, se opõe à tensão de estator tal que o inversor não é mais capaz de injetar a corrente base I_b na máquina.

$$back-EMF \propto \omega_m \cdot \phi_{pm} \tag{3.58}$$

Vê-se pela equação 3.58 que há força contra-eletromotriz para todas as velocidades da máquina, não apenas para $\omega_m > \omega_b$, ou seja, também há *back-EMF* na Região de Torque Constante. Porém, para $\omega_m \leq \omega_b$, o controle aumenta a tensão injetada na máquina para compensar a força contra-eletromotriz, fazendo com que a diferença de tensão seja constante, permitindo a operação.

Já na Região de Enfraquecimento de Campo, quando $\omega_m > \omega_b$, a tensão injetada na máquina chegou ao seu máximo, logo não é possível aumentá-la.

Portanto é necessário enfraquecer o fluxo magnético do rotor. Como este é gerado

pelos ímãs permanentes, a única maneira de ser reduzido é aplicando um fluxo magnético contrário. Tendo em mente que o eixo d está orientado com ϕ_{pm} , faz-se

$$i_{sd}^* < 0 \tag{3.59}$$

ou seja, o estator gera um fluxo magnético contrário ao dos ímãs permanentes, fazendo com que o fluxo magnético resultante do rotor seja menor que ϕ_{pm} . Isso faz com que, de acordo com a equação 3.58, a força contra-eletromotriz seja reduzida, fazendo com que o inversor possa injetar a corrente necessária.

Porém, como consequência, o torque resultante da máquina diminui, já que o torque da máquina também é proporcional ao fluxo magnético no eixo direto, como visto na equação 3.7. A Região de Enfraquecimento de Campo faz com que o torque máximo da máquina caia na proporção $1/\omega_m$. Como a potência mecânica de saída é o produto do torque com a velocidade, como visto na equação 3.60,

$$P_{mec} = \tau_{em} \cdot \omega_m \tag{3.60}$$

e tendo em mente que ω_m aumenta linearmente e τ_{em} cai de forma inversamente proporcional à ω_m , a potência P_{mec} é constante. A Região de Enfraquecimento de Campo também é chamada, muitas vezes, de Região de Potência Constante, devido a este fenômeno.

O controle para a Região de Enfraquecimento de Campo é mais complexo devido a um equacionamento matemático complexo. O esquema de controle visto na Figura 16 pode ser representado pelo esquema visto na Figura 18.

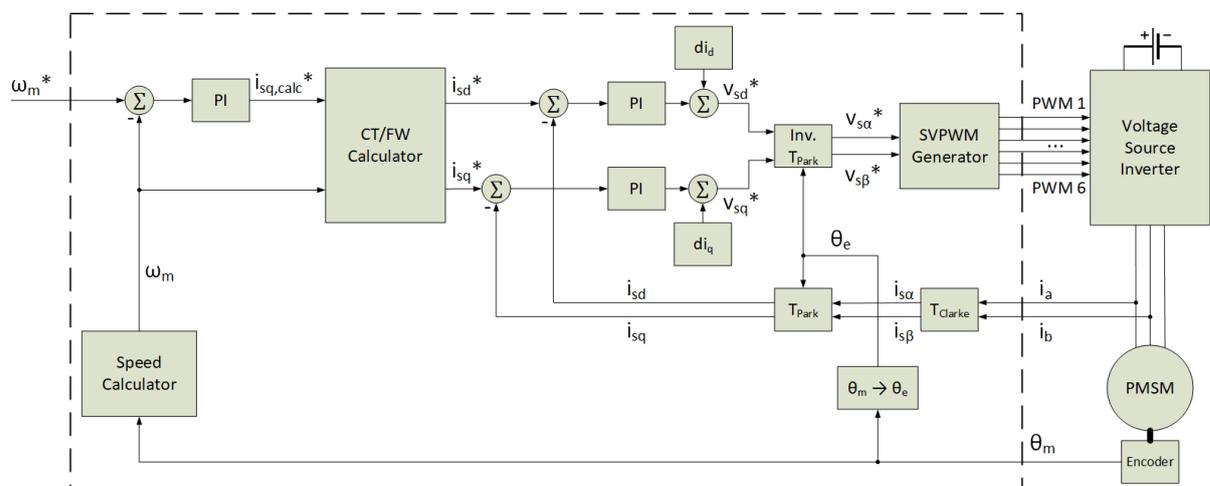


Figura 18 – Esquema Completo para o FOC na Região FW

Fonte: O Autor (2018)

O bloco "CT/FW Calculator" irá tomar a decisão se é necessário operar o motor na Região de Torque Constante ou na Região de Enfraquecimento de Campo, baseado na velocidade ω_m sendo lida por este bloco.

Caso $\omega_m \leq \omega_b$, o bloco "CT/FW Calculator" irá fazer com que

$$i_{sd}^* = 0 \quad (3.61)$$

$$i_{sq}^* = i_{sq,calc}^* \quad (3.62)$$

Sendo $i_{sq,calc}^*$ a corrente de referência do estator no eixo q calculada pelo Controlador PI, como visto na Seção 3.6.4.

Porém, caso $\omega_m > \omega_b$, o bloco "CT/FW Calculator" irá fazer com que

$$i_{sd}^* = f(\omega_m) \leq 0 \quad (3.63)$$

$$i_{sq}^* = f(\omega_m, i_{sq,calc}^*) \leq i_{sq,calc}^* \quad (3.64)$$

Nota-se os símbolos de "menor ou igual". É possível que a corrente i_s , sendo a soma vetorial de i_{sd} com i_{sdq} , ultrapasse a corrente I_b da máquina com $i_{sd} < 0$ caso i_{sq} também não seja diminuída.

Portanto, ambas correntes de referência têm que ser cuidadosamente calculadas para garantir a operação da máquina sem que as correntes e tensões máximas da máquina sejam ultrapassadas.

Uma análise mais detalhada da Região de Enfraquecimento de Campo será feita em trabalhos futuros.

3.6.6 Operação em Toda a Faixa de Velocidade de um PMSM

Com o Controle de Campo Orientado, o Motor Síncrono de Ímã Permanente opera então nas regiões de Torque Constante ou Enfraquecimento de Campo, dependendo da velocidade do rotor e o torque requerido, cujo sistema de controle pode ser visto na Figura 18.

Com isso, obtém-se o resultado da Figura 19.

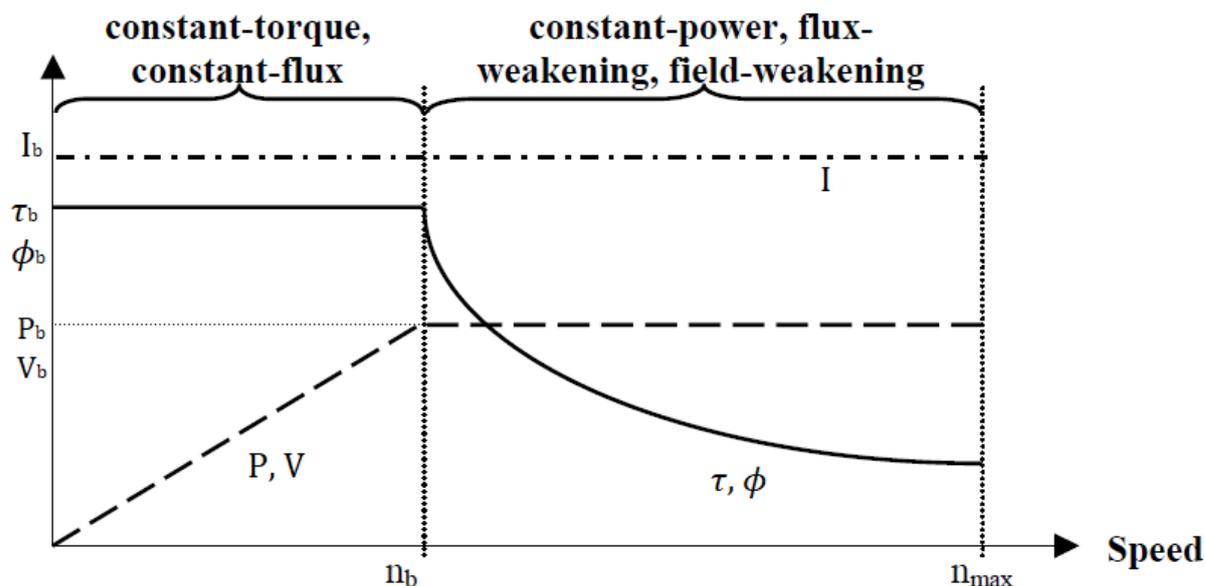


Figura 19 – Operação de um PMSM em Toda a Faixa de Velocidade

Fonte: Adaptado de Meier (2002)

Nota-se que a Figura 19, relativa a um motor síncrono de ímã permanente, possui as mesmas características da Figura 7, referente a um motor DC.

Conclui-se então que uma máquina AC pode ser controlada da mesma forma que uma máquina DC, ou seja, o objetivo do Controle de Campo Orientado foi alcançado.

3.7 Modulação por Largura de Pulso em Espaço Vetorial

Como já discutido na Seção 3.6, o sistema de Controle de Campo Orientado, após realizar a Transformação Inversa de Park, gera valores de tensão de estator de referência nos eixos (α, β) , denominadas $v_{s\alpha}^*$ e $v_{s\beta}^*$ que, ao serem aplicadas na máquina, geram i_{sd} e i_{sq} desejados.

Como o inversor de fonte de tensão possui seis chaves semicondutoras (para altas potências, IGBTs), é necessário transformar as tensões citadas em pulsos para comandar os transistores de potência.

De acordo com NXP (2016), a Modulação por Largura de Pulso em Espaço Vetorial transforma diretamente as referências das tensões de estator $v_{s\alpha}^*$ e $v_{s\beta}^*$ em sinais de modulação por largura de pulso (PWM).

A técnica padrão de geração das tensões de saída do módulo inversor utiliza a Transformada Inversa de Clarke para obter as três tensões para os terminais do motor, v_a , v_b e v_c . Os valores dos *duty-cycles* para as seis chaves semicondutoras são então calculadas utilizando as tensões de fase.

Apesar de esta técnica prover bons resultados, a modulação SVPWM é mais direta.

Segundo NXP (2016), o princípio básico da técnica SVPWM pode ser explicado utilizando o inversor de fonte de tensão visto na Figura 20.

A partir da configuração de inversor trifásico, oito possíveis combinações de estados das chaves, denominadas estágios de chaveamento (vetores) são possíveis.

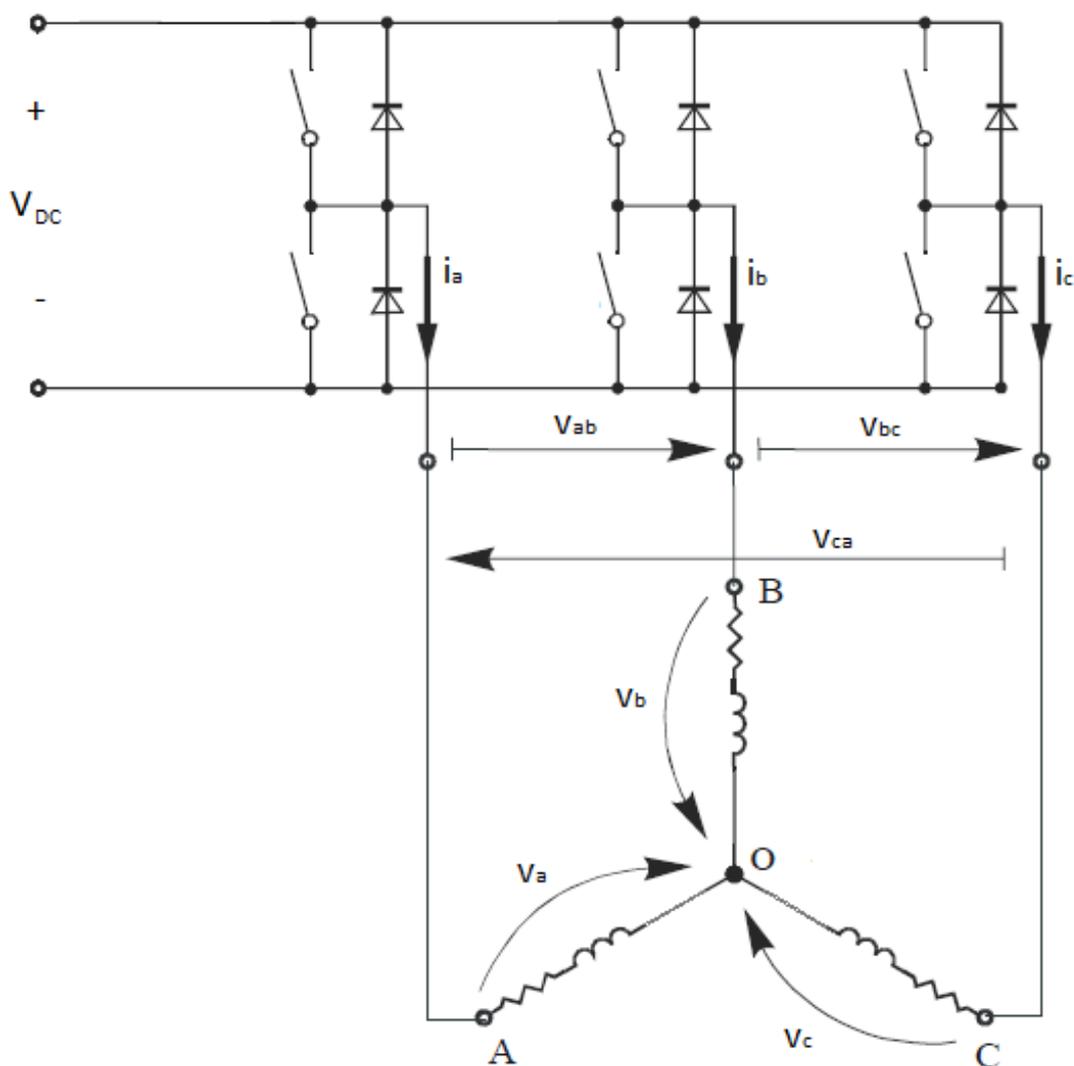


Figura 20 – Inversor de Fonte de Tensão

Fonte: Adaptado de NXP (2016)

São excluídas as combinações que fecham as duas chaves do mesmo braço ao mesmo tempo, tendo em vista que isso iria causar um curto-circuito no barramento DC.

A representação gráfica de todas as combinações é o hexágono mostrado na Figura 21. Nele, há seis vetores não-nulos (V_0 , V_{60} , V_{120} , V_{180} , V_{240} , e V_{300}) e dois vetores nulos (O_{000} e O_{111}) definidos nas coordenadas (α, β) .

Para ilustração, na Figura 21 o vetor $v_{s(\alpha\beta)}^*$ está no setor I, e suas projeções nos vetores base V_0 e V_{60} .

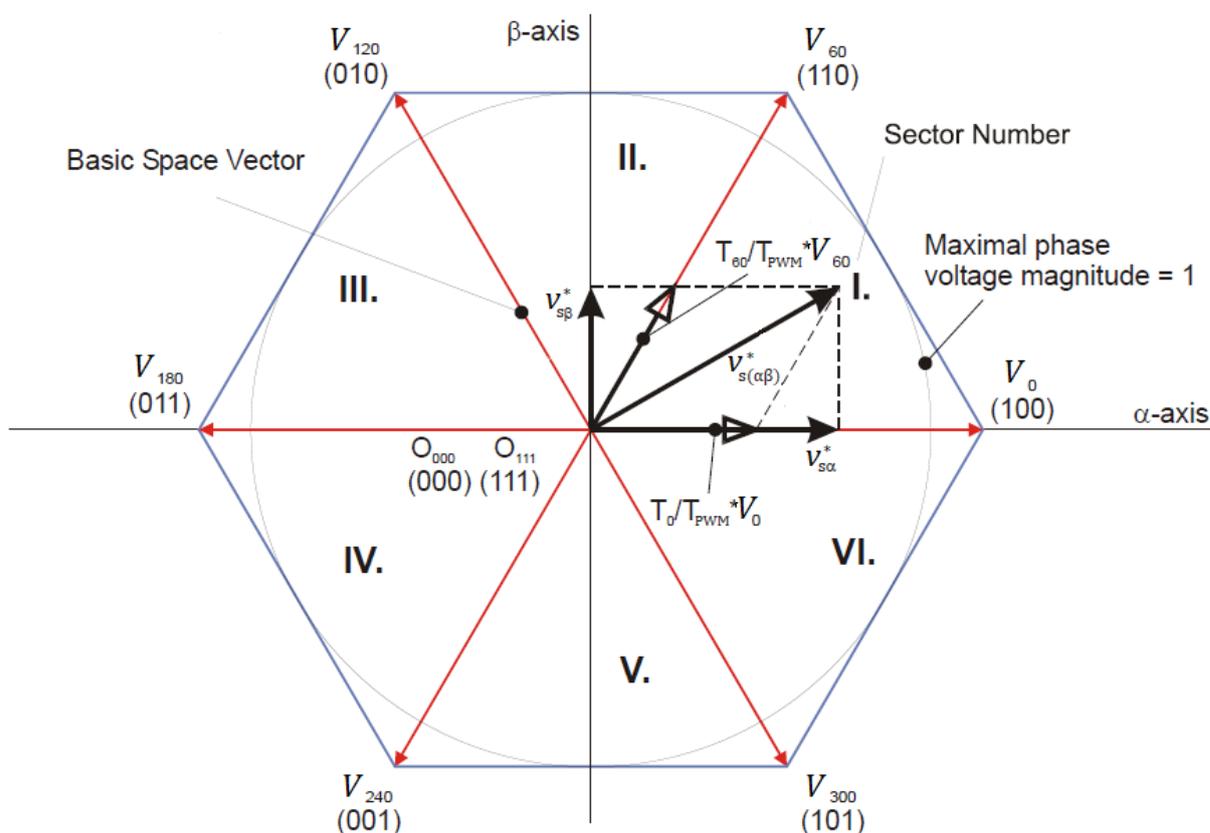


Figura 21 – Hexágono SVPWM

Fonte: Adaptado de NXP (2016)

A combinação dos estados ligado/desligado no módulo de potência para cada vetor de tensão é codificado na Figura 21 por números de três dígitos entre parênteses. Cada dígito representa uma fase. Para cada fase, o valor 1 representa que a chave superior está ligada (conduzindo) e a chave inferior está desligada (bloqueando). O valor 0 representa que a chave superior está desligada (bloqueando) e a chave inferior está ligada (conduzindo).

Estes estados, juntamente com as tensões resultantes instantâneas de linha (v_{ab} , v_{bc} e v_{ca}), fase (v_a , v_b e v_c) e vetores de tensão estão listados na Tabela 3.

A	B	C	v_a	v_b	v_c	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}	Vetor
0	0	0	0	0	0	0	0	0	O_{000}
1	0	0	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	V_{DC}	0	$-V_{DC}$	V_0
1	1	0	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$	0	V_{DC}	$-V_{DC}$	V_{60}
0	1	0	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}$	V_{DC}	0	V_{120}
0	1	1	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$-V_{DC}$	0	V_{DC}	V_{180}
0	0	1	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$	0	$-V_{DC}$	V_{DC}	V_{240}
1	0	1	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	V_{DC}	$-V_{DC}$	0	V_{300}
1	1	1	0	0	0	0	0	0	O_{111}

Tabela 3 – Combinações Possíveis para SVPWM

Fonte: Adaptado de NXP (2016)

A técnica de SVPWM é utilizada como uma conexão direta entre controle vetorial e PWM. O SVPWM consiste em três passos, segundo NXP (2016):

1. Identificação do setor
2. Decomposição dos vetores de tensão (α, β) em vetores base V_x e V_{x+60}
3. Cálculo dos *duty-cycles*

O princípio do SVPWM é a aplicação dos vetores de tensão V_x e O_x em certos instantes tal que o "vetor médio" no período de chaveamento, denominado T_{PWM} , é igual ao vetor de tensão desejado.

De acordo com NXP (2016), este método possui a maior variabilidade em arranjos de vetores nulos e não-nulos durante os períodos do PWM. Os vetores podem ser arranjos para diminuir perdas por chaveamento, PWM alinhado ao centro, PWM alinhado à borda, chaveamento mínimo, entre outros.

Para os cálculos dos períodos, o vetor de tensão é criado apenas aplicando os vetores de base dos setores: os vetores não-nulos do setor (V_x e V_{x+60}) e um vetor nulo (O_{000} ou O_{111}).

As expressões que definem o princípio do SVPWM, através de uma adaptação de Texas Instruments (1999), são dadas por

$$T_{PWM} = T_x + T_{x+60} + T_0 \quad (3.65)$$

$$v_{s(\alpha\beta)}^* = \frac{T_x}{T_{PWM}} \cdot V_x + \frac{T_{x+60}}{T_{PWM}} \cdot V_{x+60} \quad (3.66)$$

Onde

$v_{s(\alpha\beta)}^*$ é o vetor de tensão de referência de estator definido nas coordenadas (α, β)

T_x é o período que o sistema permanece no vetor V_x

T_{x+60} é o período que o sistema permanece no vetor V_{x+60}

T_0 é o período que o sistema permanece em um dos vetores nulos

O objetivo é resolver as equações 3.65 e 3.66 para encontrar os períodos T_x , T_{x+60} e T_0 . Através de uma adaptação de Texas Instruments (1999), obtém-se

$$T_x = \sqrt{2} \cdot T_{PWM} \cdot \frac{|v_{s(\alpha\beta)}^*|}{V_{DC}} \cdot \cos \left(\angle v_{s(\alpha\beta)}^* - \angle V_x + 30^\circ \right) \quad (3.67)$$

$$T_{x+60} = \sqrt{2} \cdot T_{PWM} \cdot \frac{|v_{s(\alpha\beta)}^*|}{V_{DC}} \cdot \sin \left(\angle v_{s(\alpha\beta)}^* - \angle V_x \right) \quad (3.68)$$

É possível manipular a equação 3.65 e, com T_x e T_{x+60} conhecidos, calcula-se T_0 por

$$T_0 = T_{PWM} - T_x - T_{x+60} \quad (3.69)$$

Para um chaveamento mínimo, interessante pelo ponto de reduzir as perdas por comutação das chaves, é necessário que a ordem vista na Tabela 4 seja aplicada para dois períodos de chaveamento (em $2 \cdot T_{PWM}$).

V_x	V_{x+60}	O_{yyy}	O_{yyy}	V_{x+60}	V_x
-------	------------	-----------	-----------	------------	-------

Tabela 4 – Sequência de Estados para Chaveamento Mínimo em SVPWM

Fonte: Texas Instruments (1999)

Onde x pode ser 0, 60, 120, 180, 240 ou 300, dependendo do setor no qual $v_{s(\alpha\beta)}^*$ se encontra, e O_{yyy} é um dos vetores nulos (O_{000} ou O_{111}) que difere pelo estado de apenas um canal em relação ao vetor V_{x+60} .

Pela sequência demonstrada na Tabela 4, um dos braços do inversor permanece sem chaveamento durante todo um setor, fazendo com que as perdas por chaveamento sejam ainda mais reduzidas.

As equações 3.67, 3.68 e 3.69, juntamente com a sequência da Tabela 4, são utilizadas para programar uma rotina em um microcontrolador que gere os pulsos proporcionais à T_x , T_{x+60} e T_0 , permitindo um controle eficaz e com baixas perdas.

4 Simulação em *Software*

Dispondo da ferramenta computacional Simulink, do *software* MATLAB, é simulado o esquema de Controle de Campo Orientado mostrado na Figura 18. Para isso, é criado o modelo de simulação visto na Figura 22.

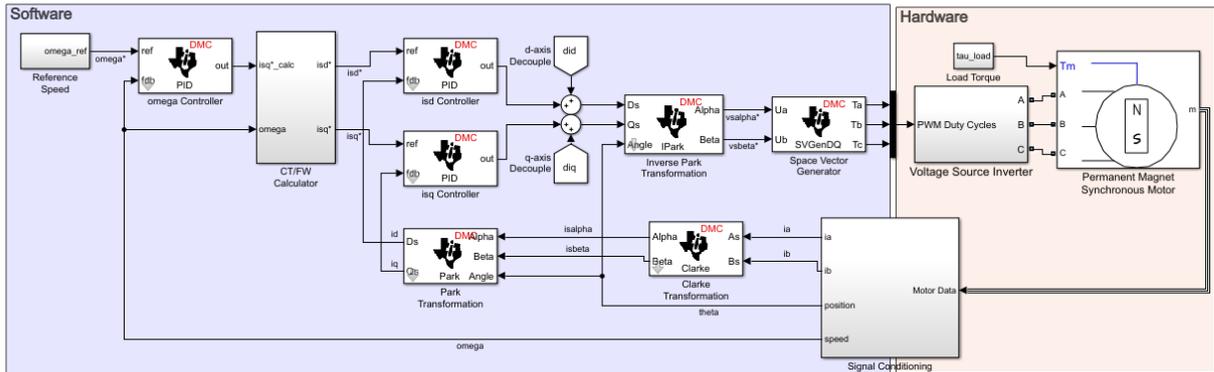


Figura 22 – Esquema Completo para a Simulação do FOC

Fonte: O Autor (2018)

Nele é possível ver a divisão entre o controle, representado pelo bloco azul denominado "Software", e é responsável por executar o Controle de Campo Orientado, como visto na Figura 18. O inversor e o motor estão representados no bloco denominado "Hardware". Neste caso, o inversor é idealizado, ou seja, não apresenta perdas nem quedas de tensão ou distorções por chaveamento em alta frequência.

Como motor de simulação, utiliza-se o obtido por Li (2014), com os parâmetros vistos na Tabela 5.

Tipo	SPMSM
ϕ_{pm}	148mWb
R_s	450m Ω
L_d	10,5mH
L_q	10,5mH
I_b	10A
V_b	240V
V_{DC}	400V
n_b	3450rpm
τ_b	7,25Nm
P_b	2,61kW
Polos	6
J_m	580 · 10 ⁻⁶ kg · m ²

Tabela 5 – Parâmetros do Motor de Simulação

Fonte: Adaptado de Li (2014)

Na simulação, o motor é submetido à diferentes referências de velocidade e torque de carga, que podem ser vistos na Figura 23.

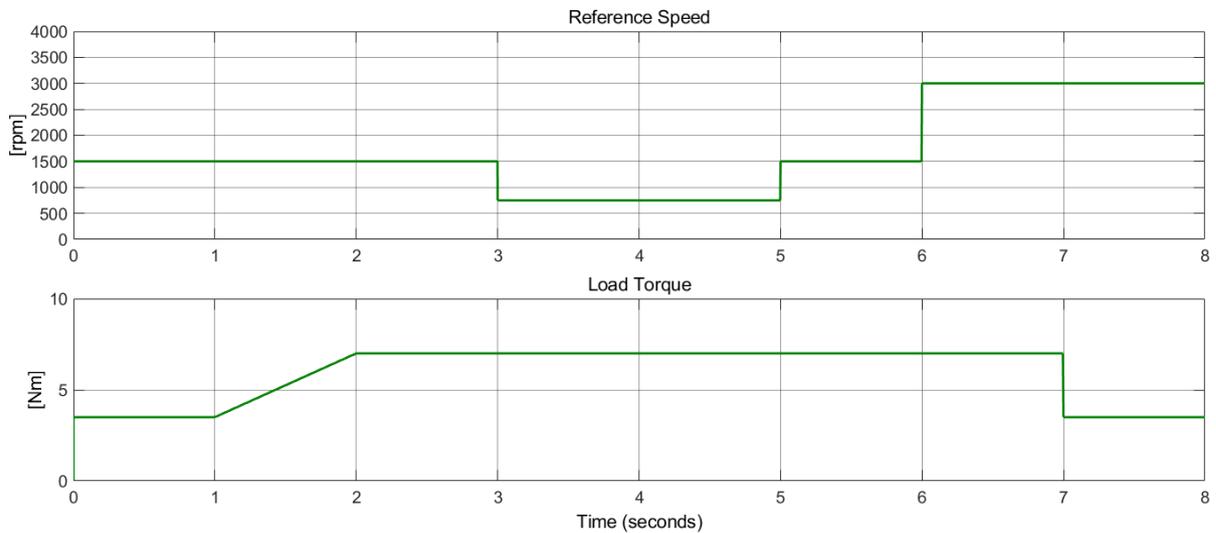


Figura 23 – Referências de Velocidade e Torque de Carga para Simulação

Fonte: O Autor (2018)

Pode ser visto na Figura 23 que a máquina é exigida a operar em várias velocidades, todas abaixo de ω_b , variando abruptamente com o tempo.

Verificam-se então a velocidade real da máquina (em azul), assim como a corrente de eixo direto i_{sq} (em azul) e a corrente de eixo em quadratura i_{sq} (em vermelho) na Figura 24.

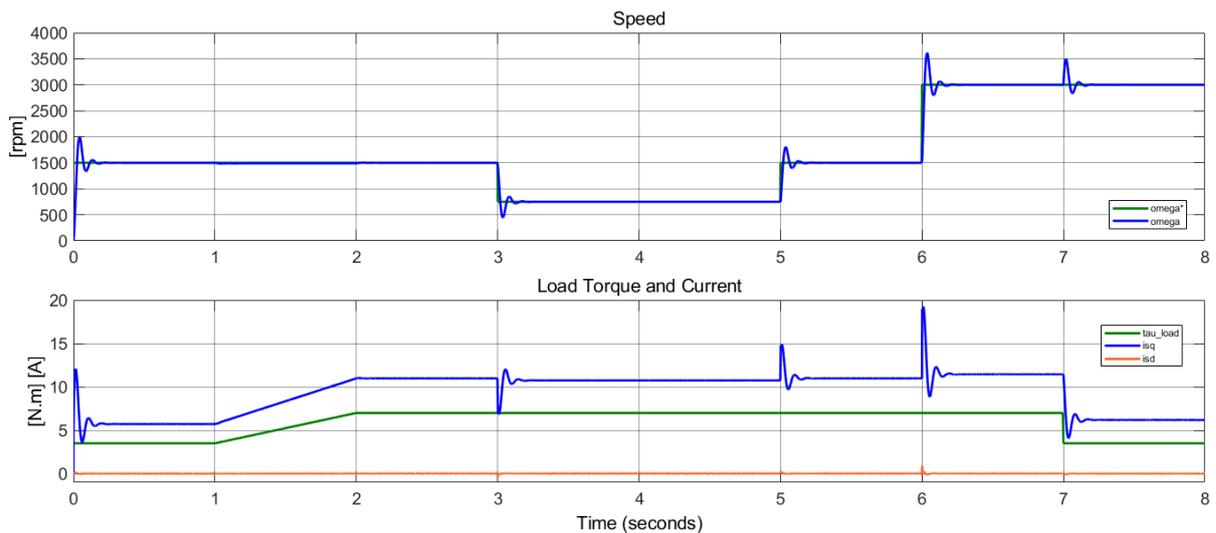


Figura 24 – Comportamento da Máquina Sob Teste

Fonte: O Autor (2018)

Observa-se também na Figura 24 que, ao ser demandado uma velocidade maior, o controle atua de forma a aumentar i_{sq} , causando um torque τ_{em} maior, tal que

$$\tau_{em} > \tau_{load} + \tau_{friction} \quad (4.1)$$

portanto,

$$\frac{d\omega_m}{dt} > 0 \quad (4.2)$$

gerando uma aceleração da máquina. Ao atingir a velocidade de referência, o controle atua de forma a fazer com que

$$\tau_{em} = \tau_{load} + \tau_{friction} \quad (4.3)$$

logo,

$$\frac{d\omega_m}{dt} = 0 \quad (4.4)$$

A máquina mantém a velocidade desejada. De forma contrária, ao receber uma velocidade de referência menor, o controle reduz i_{sq} , tal que

$$\tau_{em} < \tau_{load} + \tau_{friction} \quad (4.5)$$

portanto,

$$\frac{d\omega_m}{dt} < 0 \quad (4.6)$$

Novamente, ao atingir ω_m^* ,

$$\tau_{em} = \tau_{load} + \tau_{friction} \quad (4.7)$$

logo,

$$\frac{d\omega_m}{dt} = 0 \quad (4.8)$$

fazendo com que a máquina se estabilize na nova velocidade.

Para a mesma simulação, observa-se as tensões e correntes de linha aplicadas ao motor na Figura 25. Nota-se que as tensões de linha estão sempre limitadas entre $+V_{DC}$ e $-V_{DC}$, a tensão do barramento DC.

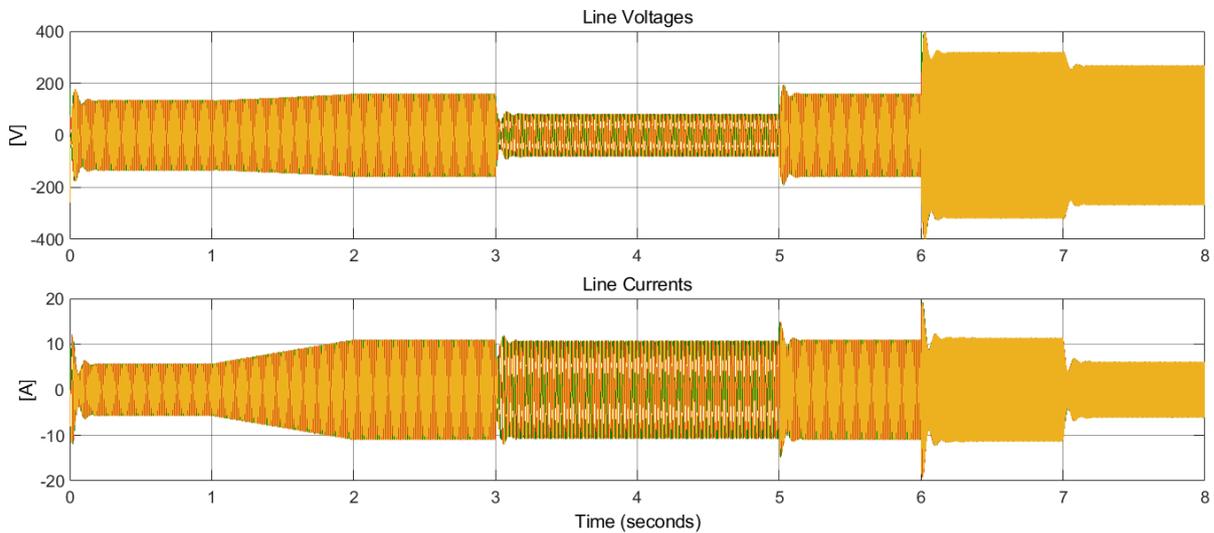


Figura 25 – Tensões e Correntes de Linha do Motor

Fonte: O Autor (2018)

Nota-se que a corrente é proporcional ao torque demandado, e a velocidade, à tensão aplicada na máquina.

Verifica-se o ângulo β na Figura 26, calculado através da equação 3.28.

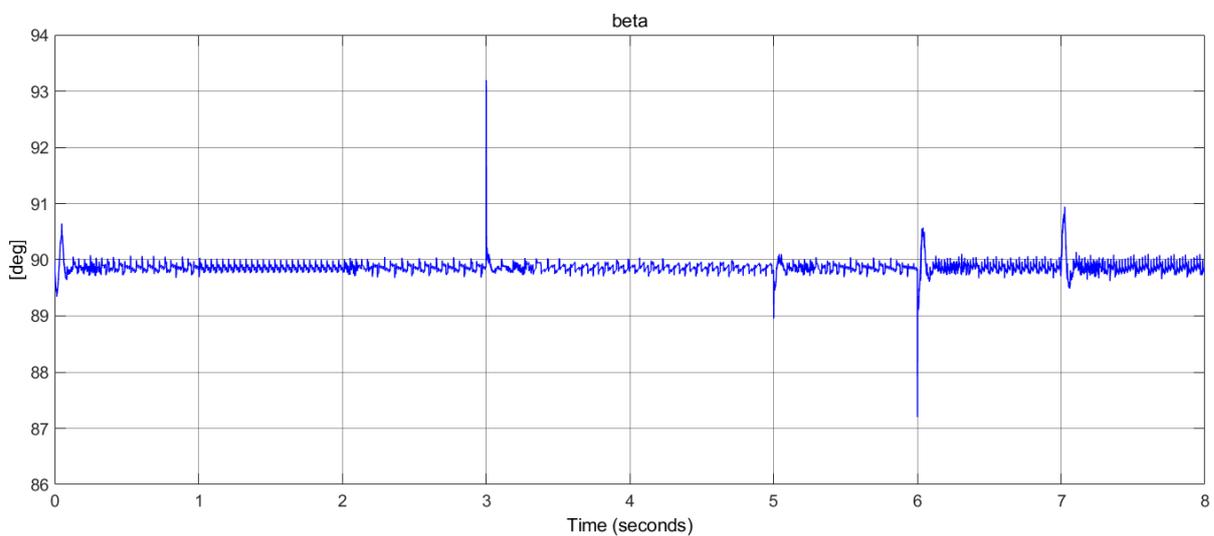


Figura 26 – Ângulo β na Simulação

Fonte: O Autor (2018)

Como nesta simulação o motor está operando sempre na região de Torque Constante, espera-se que $\beta = 90^\circ$. Vê-se na Figura 26 que β está sempre próximo de 90° , salvo pequenos transitórios.

Na Figura 24 vê-se que a velocidade real da máquina, representada em azul, tem um comportamento agressivo. Isso se deve aos valores dos ganhos dos controladores PI, como já discutidos nas seções 3.6.1. e 3.6.4, e também à mudança abrupta de referência de velocidade ω_m^* , como visto na Figura 23.

Porém, em uma segunda simulação, as referências de velocidade ω_m^* e o torque de carga τ_{load} possuem uma transição mais suave, como visto na Figura 27.

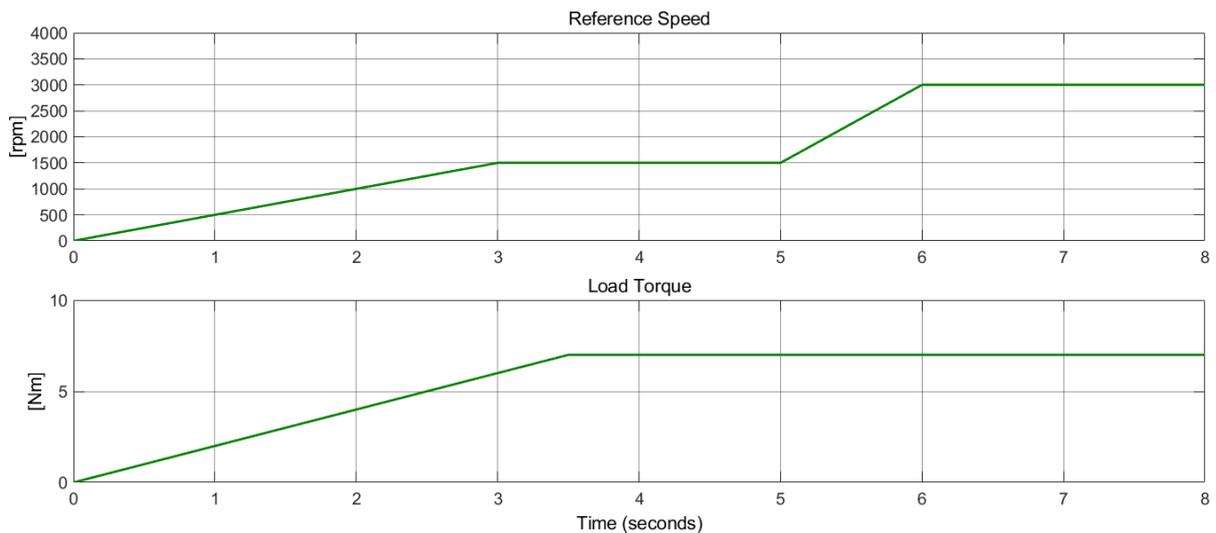


Figura 27 – Referências Suaves de Velocidade e Torque de Carga para Simulação

Fonte: O Autor (2018)

Isso faz com que os *overshoots* de corrente e velocidade não ocorram, como é percebido na Figura 28.

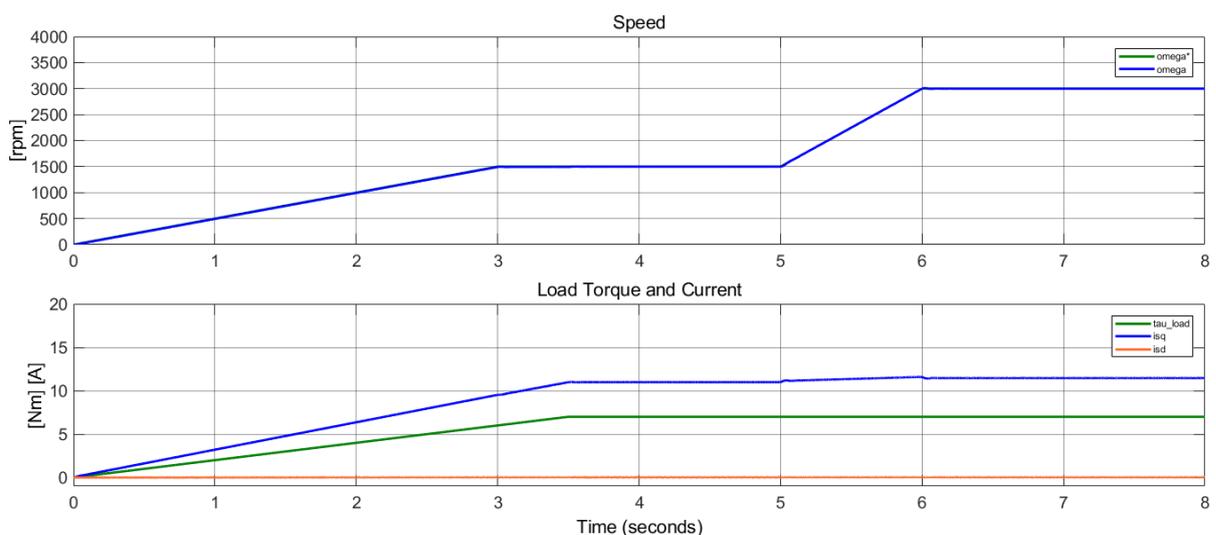


Figura 28 – Comportamento da Máquina Sob Teste com Referências Suaves

Fonte: O Autor (2018)

Como já mencionado, os ganhos proporcional e integrador dos controladores PI responsáveis por seguir as referências velocidade ω_m^* , corrente no eixo direto i_{sd}^* e corrente no eixo em quadratura i_{sq}^* definem o comportamento do sistema, podendo variar entre um comportamento suave e lento e um comportamento agressivo e rápido.

Os valores mais adequados para cada aplicação deverão receber um ajuste fino em etapas de testes com o sistema completo, ou seja, na aplicação do veículo da Fórmula Elétrica UFPR, os valores exatos dos ganhos mencionados deverão ser ajustados em etapas de testes do veículo em um ambiente no qual ele irá competir.

5 Materiais e Métodos

Este capítulo irá tratar de todos os equipamentos utilizados no projeto, assim como a montagem dos mesmos para os protótipos de teste e final, que serão construídos em trabalhos futuros.

5.1 Módulo de Potência

O módulo de potência utilizado para o futuro veículo desenvolvido pela UFPR é o 6PS04512E43W39693, do fabricante alemão Infineon, que pode ser visto na Figura 29.

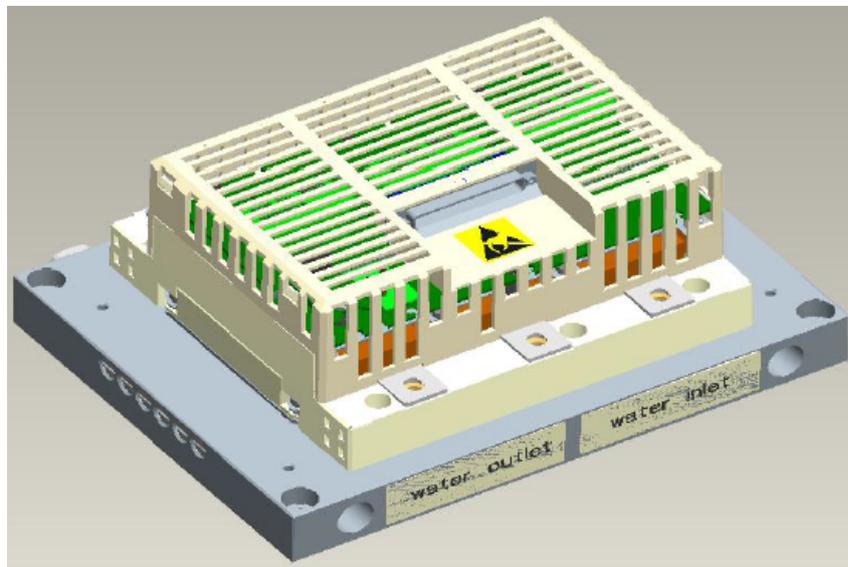


Figura 29 – Módulo de Potência 6PS04512E43W39693

Fonte: Infineon (2013)

O módulo em questão é um inversor trifásico, composto por seis chaves IGBT FF450R12KE4, cujas características podem ser vistas na Tabela 6.

Tensão máxima do barramento DC	$850V_{DC}$
Corrente máxima de saída	$300A_{RMS}$
Frequência máxima de chaveamento	$14kHz$
Refrigeração	Líquida

Tabela 6 – Características do Módulo de Potência 6PS04512E43W39693

Fonte: Adaptado de Infineon (2013)

Além de possuir as tensões, correntes e frequências que satisfazem o projeto, ele possui sensores de tensão de barramento DC, correntes de saída e temperatura do módulo. A

comunicação com o Módulo de Potência 6PS04512E43W39693 é feita através de um cabo DB-37, que irá se conectar com o Módulo de Controle. O Módulo de Potência 6PS04512E43W39693 possui *drivers* integrados, que juntamente com os sensores mencionados, estão conectados através de uma interface denotada por "X1", como pode ser visto na Figura 30.

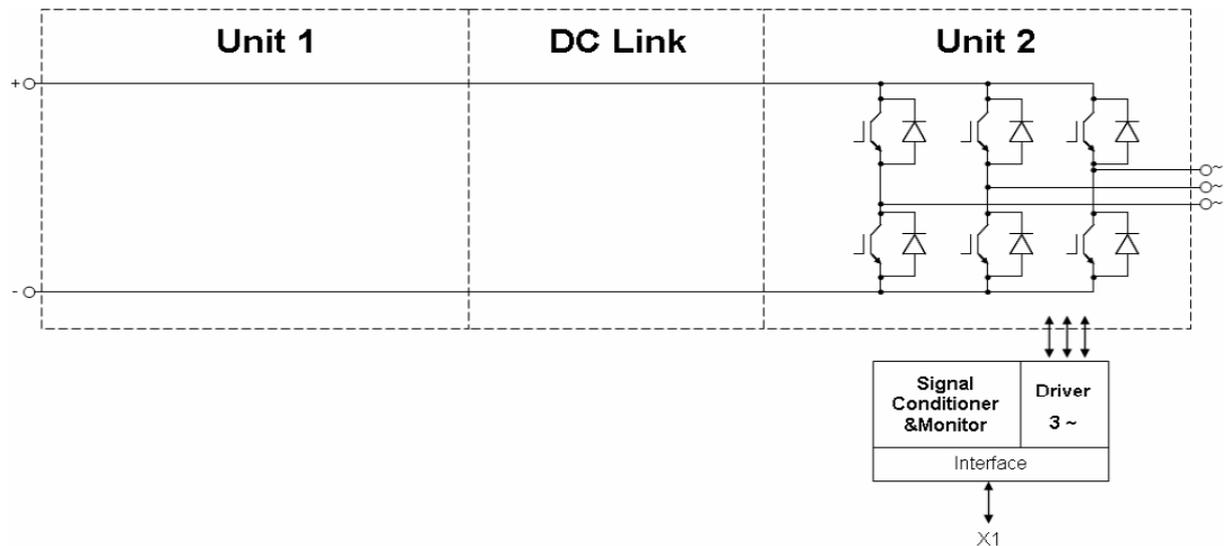


Figura 30 – Esquemático do Módulo de Potência 6PS04512E43W39693

Fonte: Infineon (2013)

Ao contrário de muitos Módulos de Potência, tanto do fabricante Infineon como de outros, o 6PS04512E43W39693 não possui uma unidade retificadora nem componentes para um barramento DC (como capacitores), justificando a ausência de componentes nos quadros "Unit 1" e "DC Link".

Como sua aplicação final contará com um banco de baterias como barramento DC, retificadores e capacitores integrados não são necessários.

Porém, quando forem feitas etapas de testes futuramente, visando a conservação do equipamento, será utilizado um módulo de baixa potência feito pelo autor utilizando o software *Easy Applicable Graphical Layout Editor* (EAGLE), com transistores de efeito de campo de metal-óxido-semicondutor (MOSFET), que simulará ao máximo possível o Módulo de Potência 6PS04512E43W39693, incluindo o conector e os sinais dos pinos do mesmo.

A face superior do Módulo de Potência de Testes pode ser vista na Figura 31(a), enquanto sua face inferior está sendo mostrada na Figura 31(b).

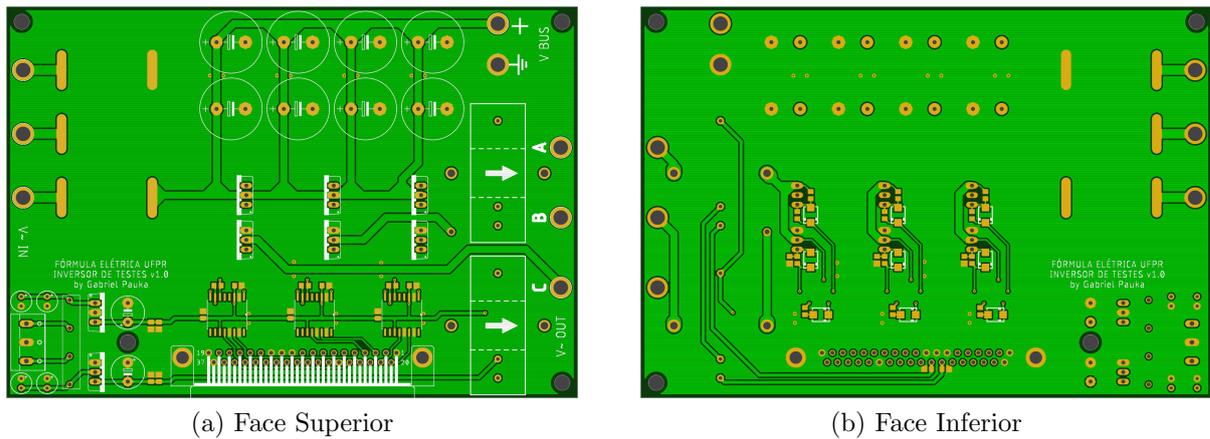


Figura 31 – Placa de Circuito Impresso do Módulo de Potência de Testes

Fonte: O Autor (2018)

O Módulo de Potência de Testes servirá como verificação para o controle. O Módulo de Potência 6PS04512E43W39693 será utilizado apenas quando o controle for validado no Módulo de Potência de Testes, visto que o do fabricante Infineon tem um alto custo.

O Módulo de Potência de Testes possui uma potência muito inferior em relação ao Módulo de Potência 6PS04512E43W39693, como pode ser visto na Tabela 7.

Tensão máxima do barramento DC	$450V_{DC}$
Corrente máxima de saída	$12A_{RMS}$
Frequência máxima de chaveamento	$80kHz$
Refrigeração	Vent. Natural

Tabela 7 – Características do Módulo de Potência de Testes

Fonte: O Autor (2018)

Os transistores utilizados são os SPP17N80C3, cujas características principais são vistas na Tabela 8.

Corrente máxima de dreno contínua	$17A$
Tensão dreno-fonte máxima	$800V_{DC}$
Resistência dreno-fonte	$290m\Omega$
Carga de <i>gate</i>	$88nC$

Tabela 8 – Características do MOSFET SPP17N80C3

Fonte: Adaptado de Infineon (2011)

São utilizados *drivers* IR2110, cujas características podem ser vistas na Tabela 9, para acionamento dos MOSFETs. O Módulo de Potência de Testes possui dois sensores de corrente LA-100P, do fabricante LEM, para simular os sensores do Módulo de Potência do fabricante Infineon.

Configuração	<i>Bootstrap</i>
Tensão máxima do barramento DC	$500V_{DC}$
Tensão de alimentação	$15V_{DC}$
Corrente de pico de saída	2A

Tabela 9 – Características do *Driver* IR2110

Fonte: Adaptado de International Rectifier (2010)

Como para os testes não há baterias, ao contrário do veículo da UFPR, o barramento DC irá vir de um retificador de potência ligado à rede trifásica. Um banco de capacitores de $3,76mF$ irá assegurar que a tensão se mantenha constante após a retificação.

5.2 Microcontrolador

Para implementar a rotina de Controle de Campo Orientado, será utilizada a placa de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D, do fabricante estadunidense Texas Instruments. Trata-se de uma placa que gira em torno do microcontrolador TMS320F28379D, vista na Figura 32.

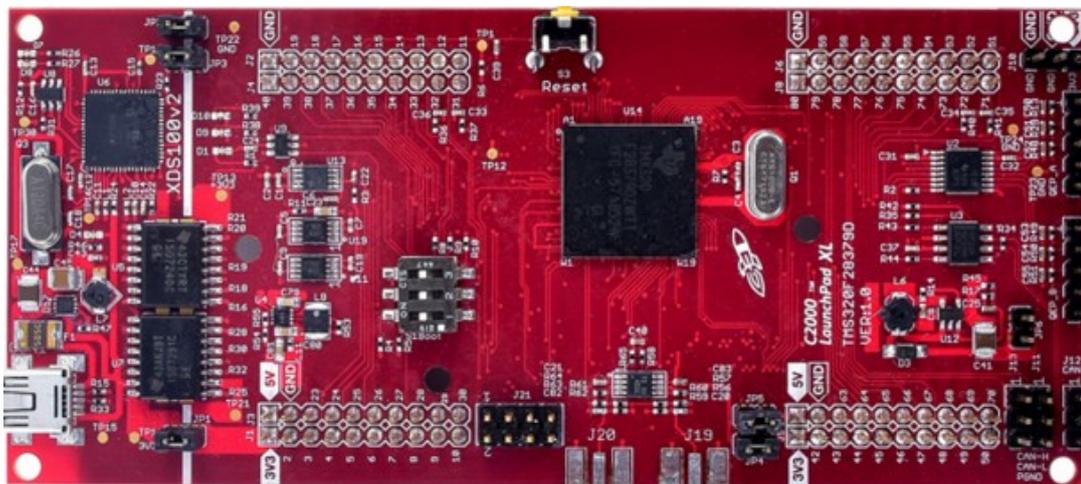


Figura 32 – Placa de Desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D

Fonte: Texas Instruments (2017)

O microcontrolador TMS320F28379D é considerado membro avançado da linha C2000 de performance do fabricante, sendo ideal em sistemas de controle e aplicados a veículos automotivos. Algumas de suas características podem ser vistas na Tabela 10.

f_{clock}	200MHz
CPU	2
Arquitetura	32 bits
Flash	1MB
RAM	204kB
ADC	12 bits

Tabela 10 – Características do MCU TMS320F28379D

Fonte: Adaptado de Texas Instruments (2017)

Ele também conta com vários protocolos de comunicação, incluindo *Controller Area Network* (CAN), utilizado em veículos. Além disso, é possível realizar uma comunicação com o computador no modo *debug* eletricamente isolada.

Para a programação do MCU, será utilizada a ferramenta do Simulink, " *Embedded Coder Support Package for Texas Instruments C2000 Processors*". Trata-se de uma ferramenta de programação de alto nível desenvolvida pela Texas Instruments em parceria com a Mathworks, na qual o programa é montado de forma visual. Como o MCU utilizado possui dois núcleos, a seguir, os programas que irão ser implementados em cada uma de suas *Central Processing Units* (CPUs).

5.2.1 CPU 1

Na CPU 1 será implementado o Controle de Campo Orientado. É possível ver o programa na Figura 33.

Field Oriented Control Applied to PMSM - CPU 1: Motor Control

by Gabriel M. Pauka with TI's F28379D

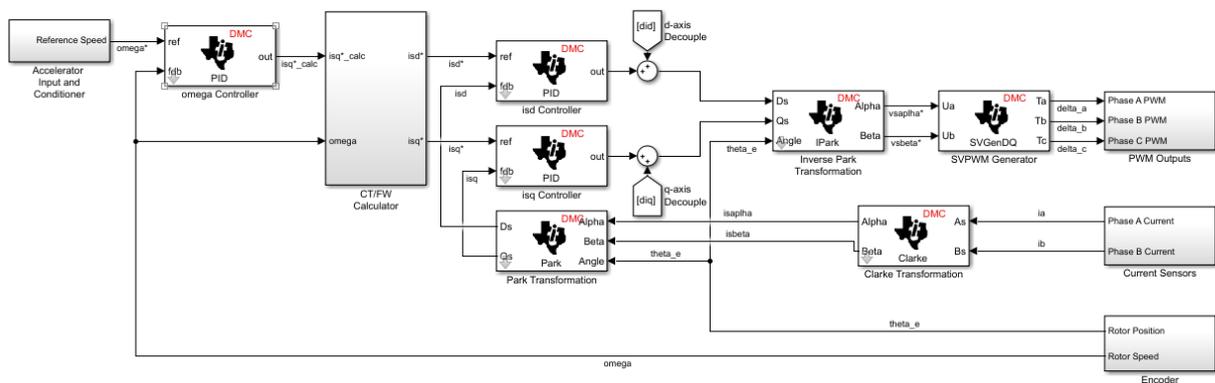


Figura 33 – Programa Implementado na CPU 1 do MCU

Fonte: O Autor (2018)

Nota-se que a estrutura de controle é a mesma vista nas Figuras 22 e 18.

O bloco "Accelerator Input and Conditioner" possui o processamento lógico do sinal do conversor analógico-digital (ADC) do potenciômetro que servirá como pedal do acelerador do veículo.

O bloco "CT/FW Calculator" toma a decisão de aplicar a região de operação de torque constante ou de enfraquecimento de campo, como visto anteriormente.

O bloco "PWM Outputs" contém as portas de saídas configuradas como PWM, assim como as configurações desta função.

O bloco "Current Sensors" é responsável por efetuar a leitura das correntes i_a e i_b e fazer o devido processamento das mesmas.

Por fim, o bloco "Encoder" lê o sinal de posição vindo do *encoder* absoluto e também calcula a velocidade baseado neste sinal.

5.2.2 CPU 2

A CPU 2 do MCU será utilizada para monitoramento dos sinais não-fundamentais para o controle, que servirá para tomar decisões em relação à proteção do sistema. O programa pode ser visto na Figura 34.

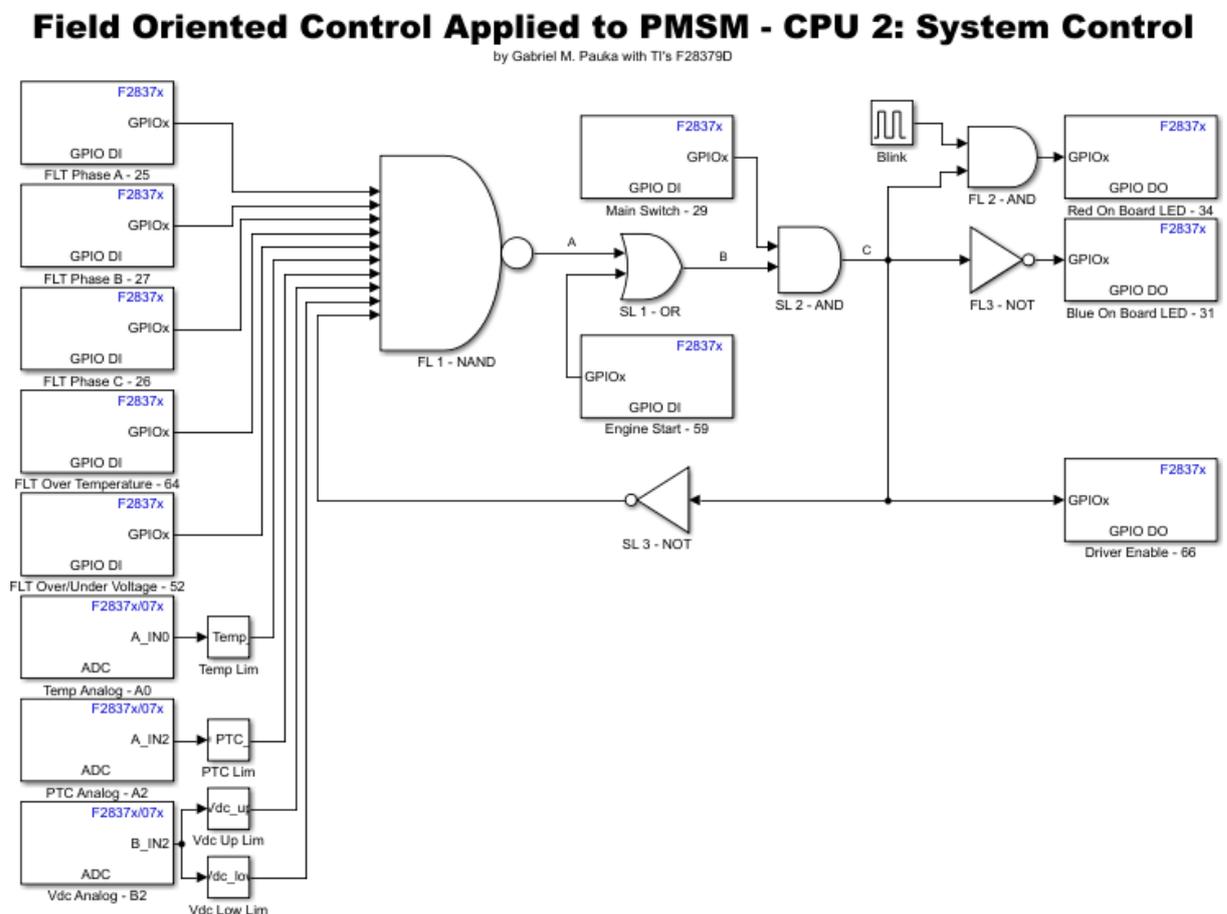


Figura 34 – Programa Implementado na CPU 2 do MCU

Fonte: O Autor (2018)

O programa da Figura 34 monitora diversos sinais vindos do módulo de potência, assim como chaves de acionamento do usuário, para tomar uma decisão lógica de acionar ou não o motor.

Todos os sinais monitorados estão organizados na coluna de sinais ao lado esquerdo, que são os sinais digitais referentes às falhas de cada uma das três fases, de sobretemperatura e de sobretensão ou subtensão de barramento DC. Os sinais analógicos monitorados são o de temperatura das chaves IGBT, temperatura dos *drivers* e do barramento DC, aonde são comparados com valores limites definidos pelo usuário.

Mesmo que o Módulo de Potência 6PS04512E43W39693 possua uma interface digital para saída de erros, os sinais analógicos referentes às mesmas grandezas também serão monitorados para incremento da segurança do sistema.

Os blocos denominados "Engine Start" e "Main Switch" se referem ao botão de acionamento do motor e à chave de desligamento geral. O bloco "Driver Enable" é a saída do processamento, ligado em *hardware* à uma porta lógica AND presente no Módulo de Controle. O sinal "C" só será em nível alto caso todos os sinais de erro estejam em nível baixo e, ao mesmo tempo, que "Main Switch" esteja em nível alto.

Caso algum sinal de erro mude para o nível alto, o sinal "A" irá ao nível baixo, fazendo com que "B" também o seja, já que, durante uma operação normal, o botão "Engine Start" estará em nível baixo. Portanto, "C" irá à zero, independentemente de "Main Switch".

Após a falha ser sanada, o nível "A" continuará baixo, pois a realimentação manteve o sistema desligado. Para retomar a operação de uma falha, o botão "Engine Start" deverá ser pressionado, e manter "Main Switch" ligada.

Os blocos "Red On-Board LED" e "Blue On-Board LED" se referem aos diodos emissores de luz (LEDs) presentes na placa de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D, e indicarão o status do sistema, sendo um azul constante para um estado operacional ou um vermelho intermitente para um estado desligado e/ou de falha. Como os LEDs são acessos por um transistor bipolar de junção (BJT) PNP, um sinal baixo na base do transistor o liga, enquanto um sinal alto o faz parar de conduzir.

5.3 Módulo de Controle

Utilizando o software EAGLE, foi feita uma placa de circuito impresso (PCB) para acomodar todos os componentes do projeto. A face superior da placa pode ser vista na Figura 35(a), enquanto a face inferior pode ser vista na Figura 35(b).

5.3.2 Sensores Analógicos

Serão utilizados diversos conversores analógico-digital da placa de desenvolvimento microcontrolada. Por requerimento da Fórmula SAE, devem ser utilizados dois potenciômetros para cada pedal, tanto do acelerado como do freio do veículo. Os quatro potenciômetros estão localizados na parte superior da placa.

O Módulo de Potência 6PS04512E43W39693 envia vários sinais analógicos ao Módulo de Controle. Serão medidos os sinais de tensão do barramento V_{DC} e temperatura interna do equipamento diretamente. O Módulo de Potência do fabricante Infineon também envia sinais de tensão correspondentes às correntes de saída. Essas tensões são alternadas, assim como as correntes medidas, portanto precisam de um tratamento prévio para torná-las contínuas para leitura pelo microcontrolador.

O circuito utilizado foi montado utilizando o software PSIM e pode ser visto na Figura 36.

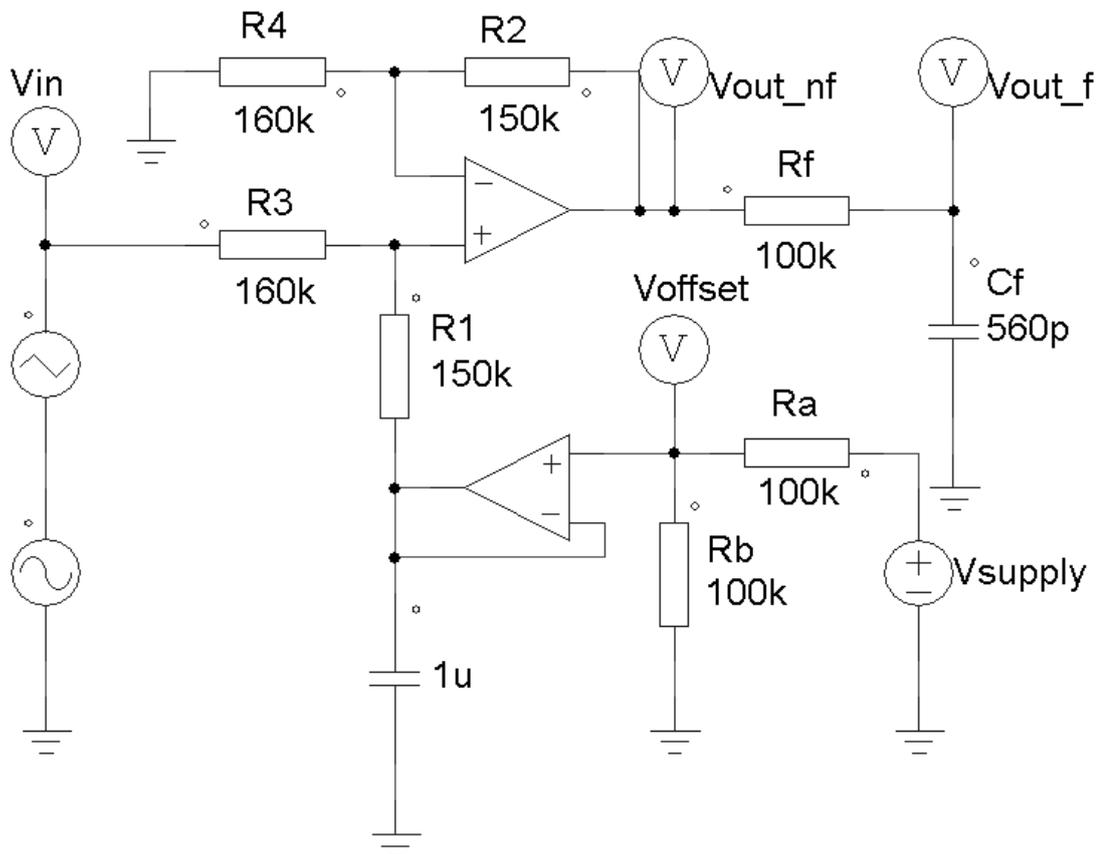


Figura 36 – Circuito de Condicionamento de Sinais Analógicos de Corrente

Fonte: O Autor (2018)

Para o circuito funcionar adequadamente, é necessário que $R_1 = R_2$ e $R_3 = R_4$.

Os amplificadores operacionais utilizados são o LMV358, de Texas Instruments (2015), com alimentação *rail-to-rail*, ou seja, ele é capaz de reproduzir em sua saída valores muito próximos das tensões de alimentação. No caso, eles estarão sendo alimentados com tensões

de $0V$ e $3,3V$, garantindo com que a tensão em sua saída não seja maior do que $3,3V$ nem menor que $0V$, protegendo a porta do microcontrolador.

O circuito tem como função ajustar a amplitude e dar um *offset* ao sinal de entrada. As equações do circuito são dadas por

$$\begin{cases} V_{out} = V_{offset} + \frac{R_1}{R_3} \cdot V_{in} & (5.1) \\ V_{offset} = \frac{R_b \cdot V_{supply}}{R_a + R_b} & (5.2) \end{cases}$$

O objetivo é fazer com que o sinal alternado excursiona dentro da faixa de leitura do conversor analógico-digital do microcontrolador, portanto, ele deve receber um *offset* de $1,65V$, para que o sinal pós-processamento permaneça no meio da faixa de leitura. Logo, $V_{offset} = 1,65V$. Como $V_{supply} = 3,3V$, tem-se que $R_a = R_b$. É escolhido um valor de $100k\Omega$ para cada um.

Para o ganho, onde o mesmo é dado pela relação entre R_1 e R_3 , são escolhidos os valores de $150k\Omega$ e $160k\Omega$, respectivamente, resultando em $0,9375$, um ganho que permite que todo o sinal excursiona em uma faixa segura de tensão.

Através do software PSIM é simulado o circuito da Figura 36. Primeiramente, é observada apenas a influência do circuito de *offset*. O resultado é visto na Figura 37.

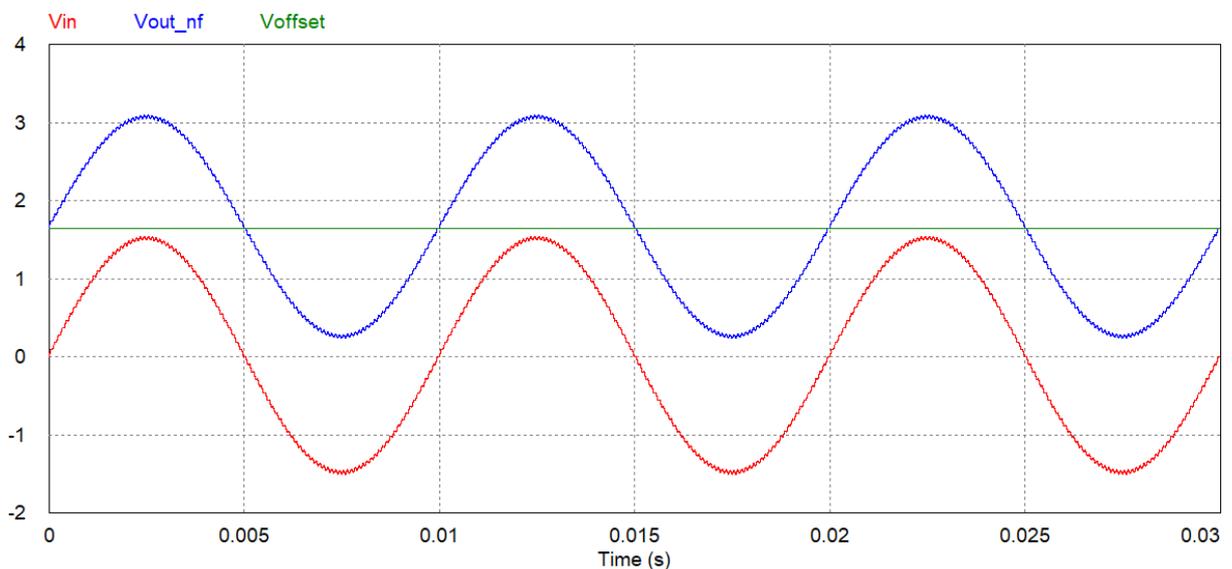


Figura 37 – Simulação do Circuito de Condicionamento de Sinais Analógicos

Fonte: O Autor (2018)

O sinal de entrada é visto em vermelho, denominado por V_{in} , enquanto o sinal de saída está representado em azul, denominado $V_{out.nf}$. O sinal V_{offset} é constante em $1,65V$ e é visto em verde.

Vê-se que, após o tratamento, o sinal permanece entre $0V$ e $3,3V$, que é a faixa de medição do conversor analógico-digital do MCU.

Entretanto, o sinal de tensão que representa a corrente não é puramente senoidal. Ele possui uma componente AC triangular de alta frequência, causada pelo chaveamento do Módulo de Potência. Nesta simulação, tal frequência é fixada em $10kHz$, um valor possível de chaveamento no Módulo de Potência 6PS04512E43W39693.

Para que o sistema possua um controle mais robusto, é desejável remover o *ripple* causado pelo chaveamento.

É utilizada uma malha RC, composta por R_f e C_f , vistos na Figura 36, como filtro passivo *anti-aliasing* passa-baixas para realizar esta operação. Define-se a frequência de corte do filtro como f_c , dada por

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_f \cdot C_f} \quad (5.3)$$

Escolhe-se $R_f = 100k\Omega$ e $C_f = 560pF$, resultando em $f_c \approx 2,8kHz$.

Vê-se o resultado do filtro na Figura 38.

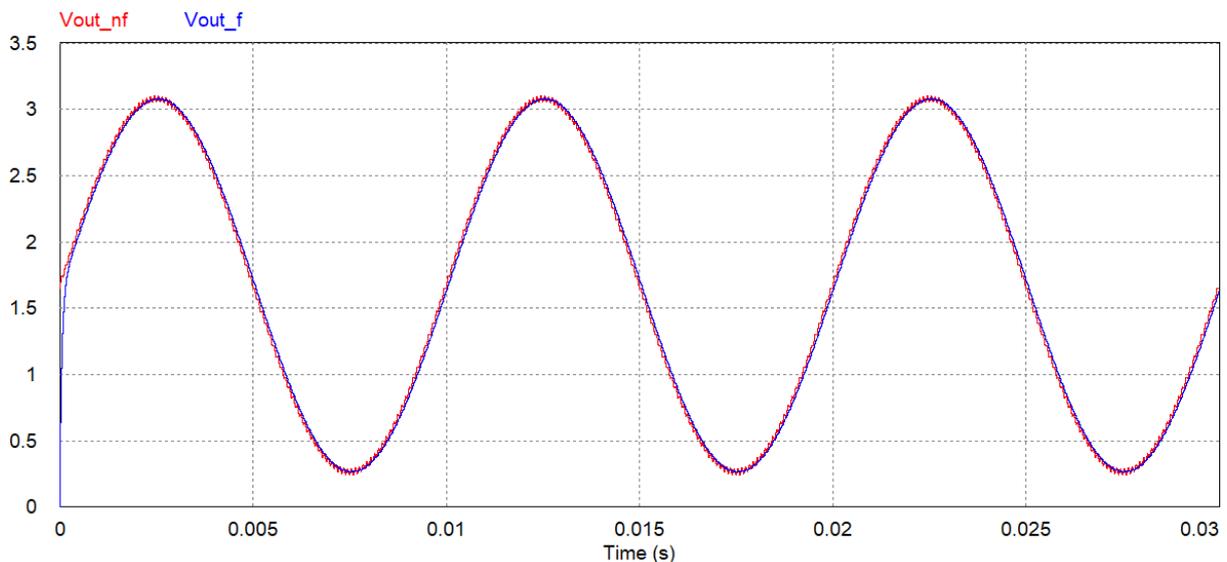


Figura 38 – Simulação do Filtro *Anti-Aliasing*

Fonte: O Autor (2018)

O sinal não filtrado é visto em vermelho, denominado V_{out_nf} , enquanto o sinal filtrado de saída está representado em azul, denominado V_{out_f} .

O sinal de entrada possui uma frequência de $100Hz$, sendo utilizada para uma alta rotação em um motor. Na aplicação final do veículo da Fórmula Elétrica UFPR, a frequência fundamental do sinal irá depender da velocidade de rotação do motor e do seu número de polos. Portanto pode ser necessário recalcular a frequência de corte para o filtro *anti-aliasing* passa-baixas.

Em detalhes, vê-se o resultado na Figura 39.

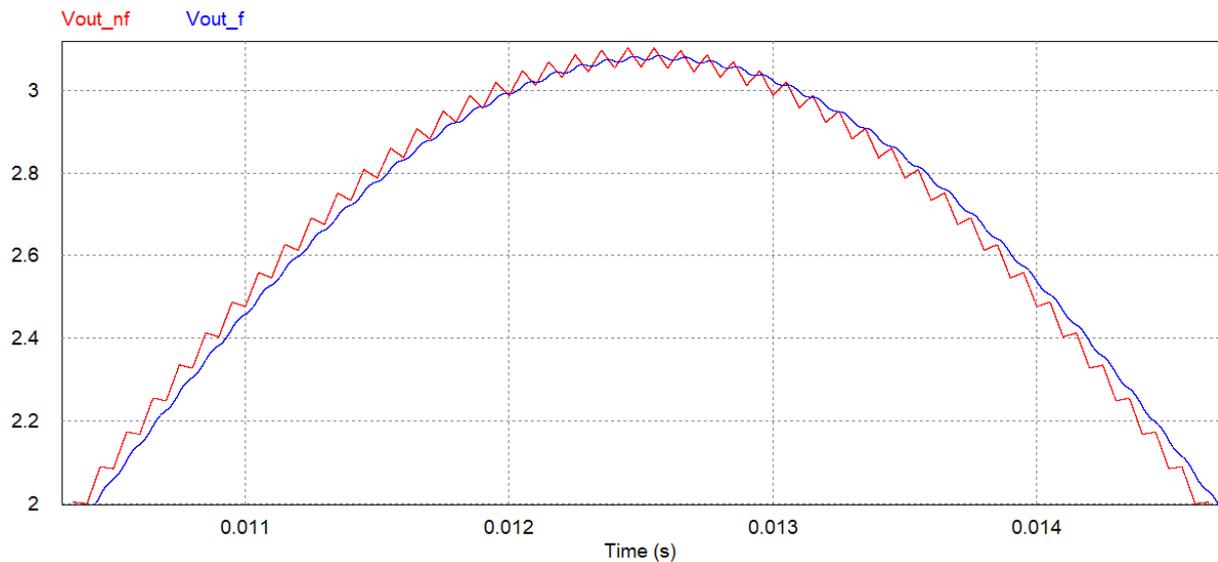


Figura 39 – Detalhe na Simulação do Filtro *Anti-Aliasing*

Fonte: O Autor (2018)

O *ripple* causado pelo chaveamento foi consideravelmente atenuado. Também foi adicionado um atraso no sinal, porém este não é significativo.

No caso do Módulo de Potência de Testes, serão fornecidos apenas os sinais de corrente. O tratamento dos mesmos são feitos também de acordo com o circuito apresentado na Figura 36.

Porém, o sistema de Controle de Campo Orientado necessita dos valores exatos de corrente, ou seja, necessita que os valores sejam alternados. Portanto o MCU também irá ler o valor de *offset* e irá subtraí-lo em *software*.

5.3.3 Sensores Digitais

O Módulo de Potência 6PS04512E43W39693 irá fornecer sinais de erro referentes à subtensão ou sobretensão do barramento DC, superaquecimento do módulo ou falha de algum dos braços inversores. Estes sinais são do tipo coletor-aberto, portanto, é adicionado um resistor de *pull-up*, denominado R_{pullup} , no Módulo de Controle para fazer a leitura destes sinais.

O circuito para fazer a transição de um sinal do tipo coletor-aberto para um sinal de tensão pode ser visto na Figura 40.

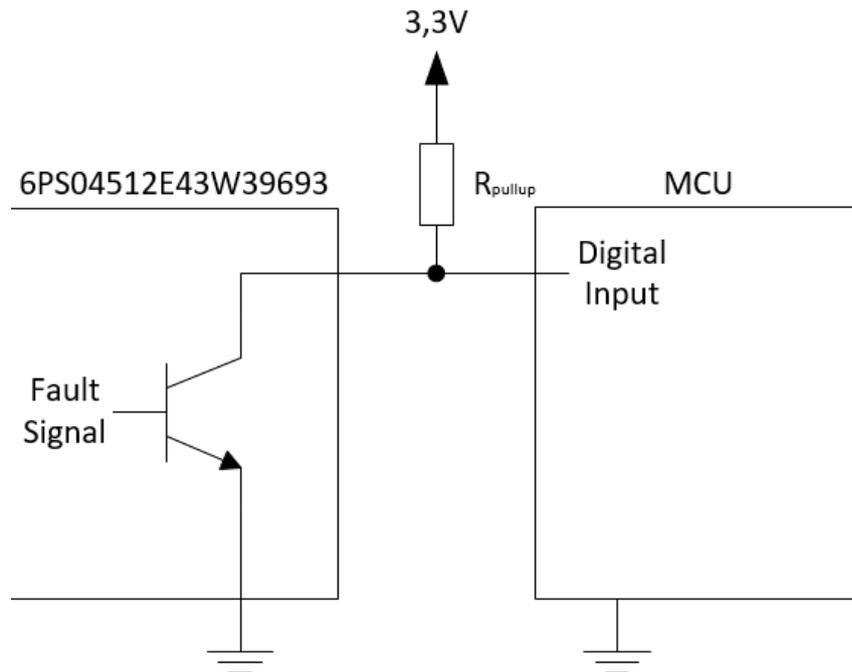


Figura 40 – Circuito de Leitura de um Sinal em Coletor Aberto

Fonte: O Autor (2018)

O Módulo de Potência de Testes não possui nenhuma interface digital, portanto, todos os pinos relativos a estes sinais são deixados em aberto.

5.3.4 Sinais de *Gate*

Tanto o Módulo de Potência 6PS04512E43W39693 quanto o Módulo de Potência de Testes requerem sinais para acionamento das chaves semicondutoras que é de $0V$ (chave desligada) ou $15V$ (chave ligada). Porém o MCU fornece apenas sinais de $0V$ ou $3,3V$. Para isto, são utilizados *level-shifters*, circuitos integrados que alteram o nível de sinais digitais.

Primeiramente, é utilizado o circuito integrado (IC) SN74LV1T126, do fabricante Texas Instruments (2014). Este componente é responsável por aumentar os sinais de $3,3V$ para $5V$. Além disto, este circuito integrado possui uma porta de ativação. O sinal para esta porta de ativação irá vir de um processamento que combina um sinal de ativação do microcontrolador com um sinal de ativação de uma chave embutida na placa. Ou seja, os sinais de *gate* podem ser desligados via software ou hardware de forma rápida, garantindo a proteção do sistema. Este componente possui apenas um canal, portanto serão utilizados seis desses ICs.

Por fim, é utilizado o IC CD4504, de Texas Instruments (2008), para elevar o nível dos sinais de $5V$ para $15V$, que são enviados ao módulo de potência utilizado.

5.4 Encoder

Como discutido no Capítulo 3, para o Controle de Campo Orientado utilizado é necessário um sensor que capte a posição do eixo. Este sensor é denominado de *encoder* absoluto. No presente projeto, foi utilizado o MLX90316, visto na Figura 41, do fabricante Melexis.

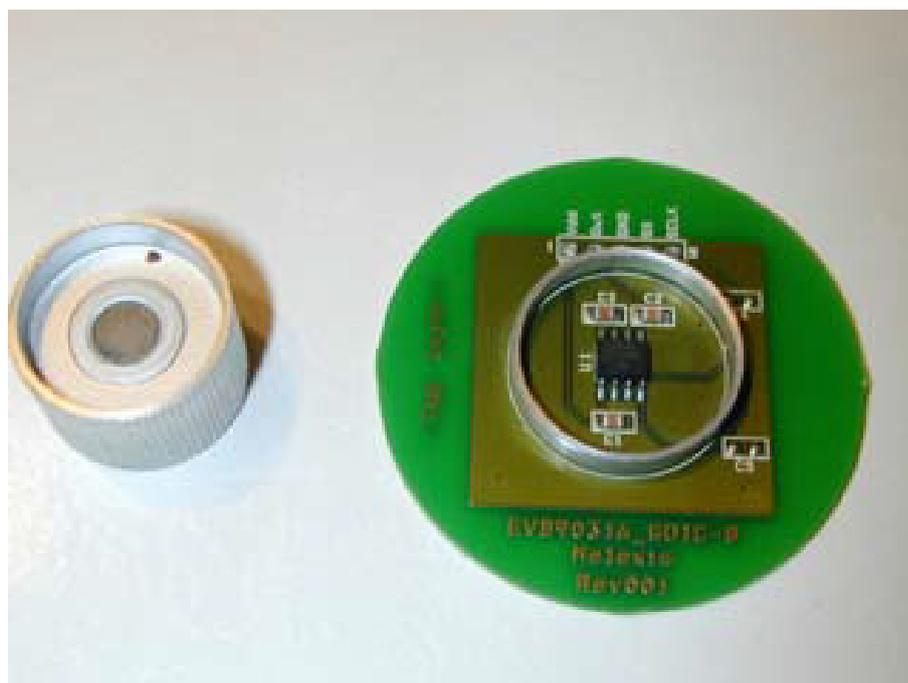
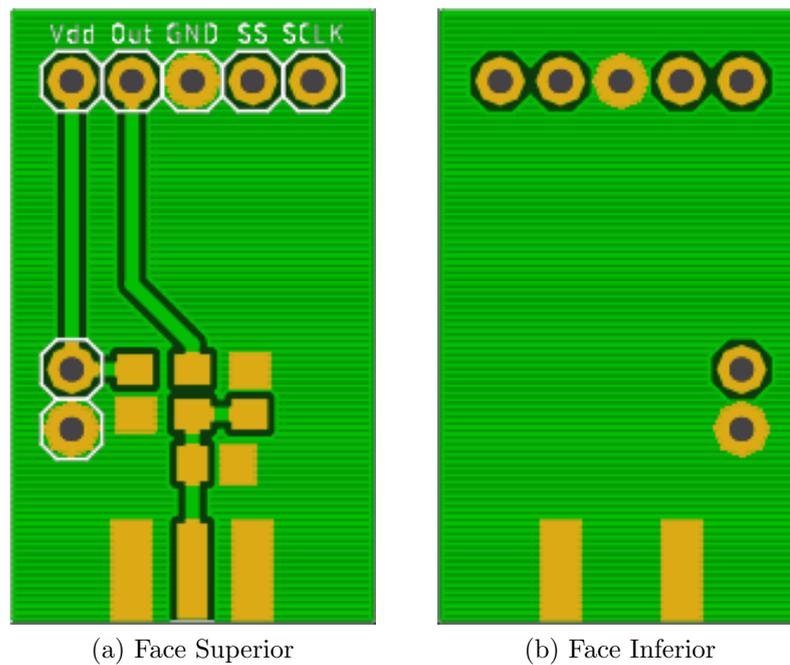


Figura 41 – *Encoder* Absoluto Melexis MLX90316

Fonte: Melexis (2006)

O sensor em questão possui uma saída analógica que varia linearmente com o fluxo magnético sobre o circuito integrado embutido. O fluxo magnético virá de um ímã de magnetização diamétrica que irá ser posicionado no eixo da máquina a ser controlada.

Porém a placa fornecida pelo fabricante Melexis não possui muita praticidade para conexão com o microcontrolador. Por se tratar de uma interface puramente analógica, utilizar um longo cabo para ligação em alguma porta do MCU prejudicaria o sinal, visto que há um conversor de potência chaveando próximo. Logo, é utilizado um cabo SMA, imune à interferências. Para isto, foi criada uma placa de circuito impresso vista na Figura 42.

Figura 42 – Placa de Circuito Impresso de Auxílio do *Encoder*

Fonte: O Autor (2018)

A placa de circuito impresso é soldada à placa do *encoder*, possuindo uma saída para um conector SMA. O cabo será conectado entre a placa de auxílio do *encoder* e a placa de desenvolvimento microcontrolada, que possui um terminal SMA. O sinal então será lido por uma porta ADC e processado no controle.

A placa também possui resistores divisores de tensão para adequar a tensão de saída aos limites de leitura dos conversores analógico-digital do microcontrolador.

Este arranjo é alimentado pelo Módulo de Controle.

5.5 Montagem Final

Nesta seção serão abordados os esquemas de montagem, tanto do protótipo de testes como o que será implementado no veículo da Fórmula Elétrica UFPR, e também os componentes que serão implementados futuramente.

5.5.1 Esquema de Montagem: Protótipo de Testes

O esquema de montagem para o protótipo de testes pode ser visto na Figura 43. Destacados em amarelo, os módulos já abordados neste trabalho.

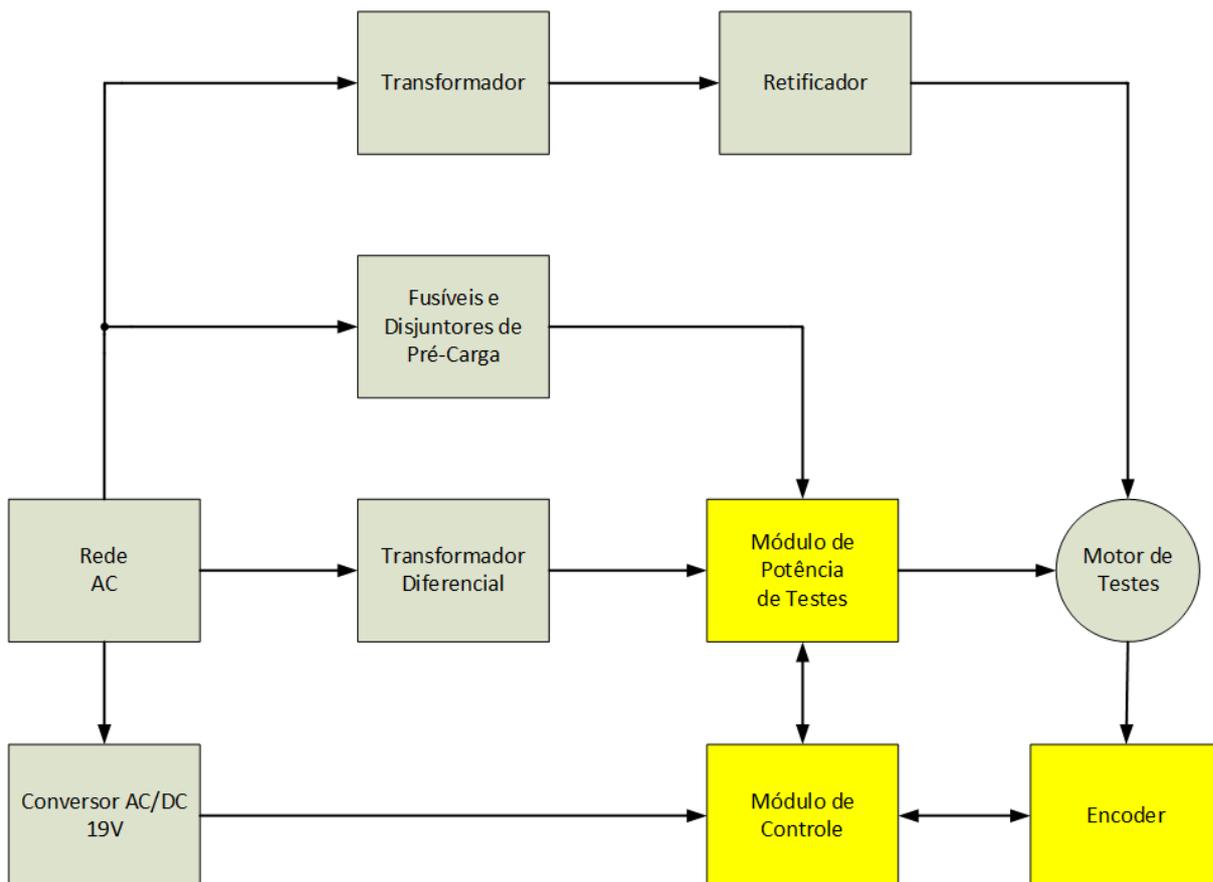


Figura 43 – Esquema de Montagem do Protótipo de Testes

Fonte: O Autor (2018)

O protótipo de testes será ligado na rede AC 220V convencional, representada pelo bloco "Rede AC". Como o Módulo de Controle aceita tensões de entrada de 18V à 26V em corrente contínua, será utilizado um conversor AC/DC de saída $19V_{DC}$.

Já que o Módulo de Potência de Testes necessita de tensões diferenciais para operação dos sensores de corrente, é necessário um transformador abaixador com saídas diferenciais que, ao serem retificadas, produzem +15V e -15V. Este transformador está representado pelo bloco "Transformador Diferencial".

O Módulo de Potência de Testes possui um retificador trifásico embutido, cuja saída está ligado à um banco de capacitores ligados à placa. Portanto, ligar o módulo diretamente à rede iria causar uma corrente de *inrush* altíssima, capaz de danificar componentes e trilhas no Módulo de Potência de Testes, além de provavelmente causar distúrbios na rede elétrica local. Por isso, é feito um circuito de pré-carga, envolvendo disjuntores e resistores de potência, para limitar a corrente durante a fase de energização da placa. Após os capacitores serem carregados, os resistores serão retirados do circuito para permitir a operação em regime permanente. São adicionados também fusíveis para proteção do módulo. Todos esses componentes estão representados por "Fusíveis e Disjuntores de Pré-Carga".

Por fim, como o motor de testes será um motor síncrono de rotor bobinado, é utilizado um transformador em série com um retificador para energizar o enrolamento de campo do mesmo. Eles são representados pelos blocos "Transformador" e "Retificador".

5.5.2 Esquema de Montagem: Fórmula Elétrica UFPR

O esquema de montagem para o veículo da Fórmula Elétrica UFPR pode ser visto na Figura 44. Destacados em amarelo, os módulos já abordados neste trabalho.

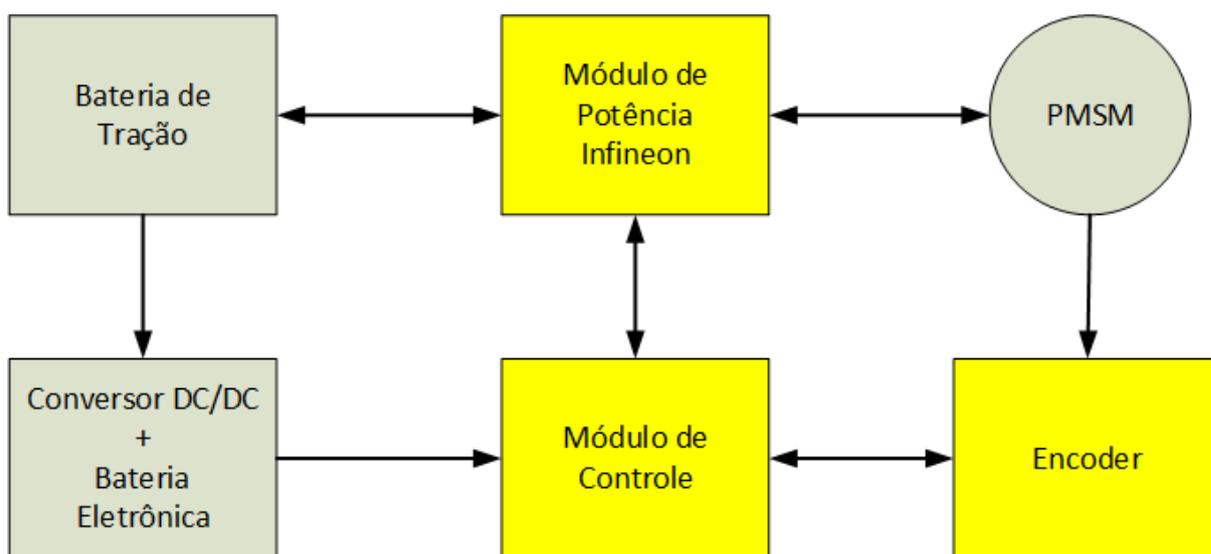


Figura 44 – Esquema de Montagem dos Componentes no Veículo da UFPR

Fonte: O Autor (2018)

O bloco "Bateria de Tração" representa o banco de baterias de alta tensão, responsáveis pelo acionamento do motor, a serem usadas no veículo.

Para o acionamento de todos os componentes eletrônicos, os veículos elétricos possuem uma bateria de baixa tensão (em veículos de rua, muitas vezes 12V), carregada pelas baterias de tração através de um circuito conversor DC/DC. Essa bateria e o circuito estão representados pelo bloco "Conversor DC/DC + Bateria Eletrônica".

Nota-se que as setas indicam um fluxo bidirecional entre a bateria de tração, o Módulo de Potência 6PS04512E43W39693 e o motor, pois haverá frenagem regenerativa.

6 Conclusões e Trabalhos Futuros

O principal objetivo deste trabalho foi efetuar uma pesquisa sobre Controle de Campo Orientado e iniciar o desenvolvimento de um protótipo que, após uma futura evolução, será implementado no veículo da Fórmula Elétrica UFPR.

O Controle de Campo Orientado foi estudado e validado com simulações que comprovam sua eficácia, fazendo com que a máquina siga a velocidade de referência de maneira rápida, independentemente do torque de carga, e garantindo que toda sua corrente drenada seja utilizada para gerar torque.

Foi escolhido um módulo de potência que servirá com excelência ao veículo da Fórmula Elétrica UFPR, assim como projetado um módulo de controle com uma interface dedicada ao módulo de potência escolhido que contenha o Controle de Campo Orientado em uma rotina digital.

A interface de programação do microcontrolador é simples, porém ao mesmo tempo dedicada à performance do código, fazendo com que a rotina de controle seja feita de maneira rápida e segura.

O presente trabalho é uma referência para futuros trabalhos dentro da Universidade Federal do Paraná para principalmente – mas não exclusivamente – o desenvolvimento da Fórmula Elétrica UFPR.

Para que o projeto continue avançando, algumas sugestões são feitas para trabalhos futuros em relação do Módulo de Controle:

- Implementação da rotina de Enfraquecimento de Campo
- Implementação da rotina de Frenagem Regenerativa
- Redução do tamanho dos componentes para otimização de espaço
- Substituição dos reguladores lineares de tensão por reguladores chaveados, reduzindo o consumo de potência do módulo e aumentando a faixa de tensão de entrada
- Substituição da placa de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D pelo microcontrolador TMS320F28379D soldado diretamente à placa
- Programação em baixo nível do microcontrolador, para otimização do código
- Implementação de um protocolo de comunicação CAN para interligação com outros módulos do veículo
- Utilização de um *encoder* de alta performance, com comunicação digital

Referências

- [1] Formula E. *Formula E Wiki website*. 2018. URL: formula-e.wikia.com/wiki/Spark_Gen_2 (acesso em 13/06/2018).
- [2] Jaguar. *Jaguar I-Pace eTrophy website*. 2018. URL: www.jaguar.com/electrification/i-pace-e-trophy/index.html (acesso em 13/06/2018).
- [3] Electric GT. *Electric GT website*. 2018. URL: www.electricgt.co/ (acesso em 13/06/2018).
- [4] C. C. Chan. “The State of the Art of Electric and Hybrid Vehicles”. Em: (2002).
- [5] Renesas Automotive. *AC Motor Control Algorithms*. 2018. URL: www.renesas.com/en-us/solutions/key-technology/motor-control/motor-algorithms/ac.html (acesso em 14/04/2018).
- [6] Muyang Li. *Flux-Weakening Control for Permanent-Magnet Synchronous Motors Based on Z-Source Inverters*. 2014.
- [7] Texas Instruments. *Sensored Field Oriented Control of 3-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors*. 2013.
- [8] Muhammad H. Rashid; Zuo Z. Liu; Fang L. Luo. *High Performance Nonlinear MIMO Field Weakening Controller of a Separately Excited DC Motor*. 1999.
- [9] Cypress Semiconductor. *Coordinate Transform in Motor Control*. 2017.
- [10] Dave Wilson. “Teaching Old Motors New Tricks”. Em: 2014.
- [11] Stephan Meier. *Theoretical Design of Surface-Mounted Permanent Magnet Motors with Field Weakening Capability*. 2002.
- [12] NXP. *Sensorless PMSM Field-Oriented Control*. 2016.
- [13] Texas Instruments. *Space-Vector PWM With TMS320C24x/F24x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns*. 1999.
- [14] Infineon. *Datasheet - 6PS04512E43W39693*. 2013.
- [15] Infineon. *Datasheet - SPP17N80C3*. 2011.
- [16] International Rectifier. *Datasheet - IR2110*. 2010.
- [17] Texas Instruments. *LAUNCHXL-F28379D User’s Guide*. 2017.
- [18] Texas Instruments. *Datasheet - LM358*. 2015.
- [19] Texas Instruments. *Datasheet - SN74LV1T126*. 2014.
- [20] Texas Instruments. *Datasheet - CD4504*. 2008.
- [21] Melexis. *MLX90316 Evaluation Board*. 2006.

